ANNALES

DE

RADIOÉLECTRICITÉ

GROUPE DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T.S.F.

79, Boulevard Haussmann, 79

PARIS

REVUE TRIMESTRIELLE

TOME XII. JUILLET 1957. N° 49.

ERRATUM

Abonnements : ETRANGER lire 5.000 F au lieu de 5.500 F



TOME XII JUILLET 1957 N° 49

ANNALES

DE

RADIOÉLECTRICITÉ

GROUPE DE LA COMPAGNIE GÉNÉRALE DE T. S. F.

COMPAGNIES FRANÇAISES

COMPAGNIE GÉNÉRALE DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL (CSF)
SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE (SFR)
RADIO-FRANCE (RF)
RADIO-ORIENT (RO)
COMPAGNIE RADIO-MARITIME (CRM)
COMPAGNIE D'APPLICATIONS MÉCANIQUES A L'ÉLECTRONIQUE,
AU CINÉMA ET A L'ATOMISTIQUE (CAMECA)
SOCIÉTÉ DE TRAITEMENTS ÉLECTROLYTIQUES ET ÉLECTROTHERMIQUES (STEL)
SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE-AFRIQUE (SFRA)
SOCIÉTÉ ANONYME LE CONDENSATEUR CÉRAMIQUE (LCC)
COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES MÉTAUX ÉLECTRONIQUES (CIME)
COMPAGNIE INDUSTRIELLE DES CÉRAMIQUES ÉLECTRONIQUES (CICE)

79, Boulevard Haussmann, PARIS

SOMMAIRE

Rédacteur scientifique : M. Jean BERNIER

Abonnements : France : 3.500 F — Étranger : 5.500 F — Le numéro : 1.500 F.

Prière d'adresser toute correspondance à la Compagnie Générale de T. S. F., Centre d'Information et de Documentation, 12, rue Carducci, Paris (19e).

TRANSFORMATEUR D'IMAGE PPI-TÉLÉVISION TYPE TI 440 [1]

PAR J. FAGOT ET R. ASTÉ,

Directeur Technique et Chef de Service
à la Société française Radioélectrique.

SOMMAIRE. — *Les auteurs décrivent un appareil transformant une image de Radar balayée en PPI en image de télévision. Après avoir indiqué ce qui distinguait les deux types de balayages et montré pourquoi la télévision est supérieure, le processus de fonctionnement du tube qui permet cette transformation a été rappelé. L'appareil complet a ensuite été décrit, ainsi que les diverses caractéristiques et performances.*
Suivant la conclusion, l'aspect permanent et lumineux de l'image de télévision facilite considérablement l'exploitation. A ceci, s'ajoute un gain de sensibilité possible et un effet de rémanence notable dont l'importance peut être dosée. Des essais, faits en particulier à Indianapolis (U. S. A.) par le Civil Aeronautics Administration, ont montré le grand intérêt de cet appareil.
(C. D. U. : 621.385.832)

SUMMARY. — *The authors describe a device transforming a PPI scanned radar picture into a television picture. After pointing out the difference between the two types of scanning, and showing the superiority of television, they recall the tube operating process which provides this transformation. The complete device as well as its various characterictics and performances are then described.*
According to the conclusions, the television picture considerably facilitates radar exploitation, by its permanence and luminosity. In addition, it makes possible a sensibility gain and a notable remanence effect, which amount may be controlled. Tests, carried out, more particularly in Indianapolis (U. S. A.) by the Civil Aeronautics Administration, stressed the high interest of this device (U. D. C. : 621.385.832).

1. INTÉRÊT DE LA TRANSFORMATION D'IMAGE : RADAR-TÉLÉVISION.

Les balayages conventionnels utilisés pour l'examen des images radar (type représentation plane dite PPI, exploration en site ou autre) ont pour trait commun d'être du type (ρ, θ). L'exploration suivant la distance (ρ) s'inscrit sur le rayon du balayage radial par modulation du wehnelt à l'aide du signal vidéo. Le déplacement angulaire (θ) est fait par rotation synchrone des bobines de déflexion et des antennes. De ce fait, nous rencontrons des déplacements angulaires obligatoirement lents qui exigent d'utiliser des tubes cathodiques à très grande rémanence et d'examiner les images sur cette rémanence. Par ailleurs, le signal vidéo d'une part, l'information angulaire d'autre part, sont transmis par des canaux entièrement séparés.

La technique utilisée pour la représentation des images de radar est donc d'une certaine manière plus imparfaite que celle qu'on a pu choisir pour la représentation des images de télévision.

On a, en effet, adopté pour cette dernière un balayage de trame (vertical) suffisamment rapide pour utiliser la persistance de l'œil aux impressions lumineuses (balayage à 50 trames par seconde).

---

[1] Manuscrit reçu le 7 mai 1957.

On obtient ainsi une image brillante, qui donne une impression de parfaite continuité. Ceci n'est pas obtenu sur l'image radar où le trait d'inscription est gênant et où les échos sont lus sur un signal rémanent de luminosité beaucoup plus faible. Par ailleurs, la télévision utilise un signal composite qui transporte sur une seule voie radio tous les éléments nécessaires à la reconstitution de l'image : vidéo, balayage ligne, balayage trame.

Le but de l'utilisation d'un tube convertisseur pour la transformation d'une image radar en image télévision, est de bénéficier des avantages de cette dernière tout en y ajoutant un effet de rémanence accru.

L'image balayée à la façon ordinaire du radar sera inscrite sur la cible du tube transformateur. Cette inscription sera conservée avec une très grande constante de temps, ce qui procurera une rémanence très supérieure à celle des tubes cathodiques, utilisés en radar. La lecture se fera en télévision. Sur l'image transformée on rencontrera ainsi les avantages suivants :

a. Luminosité et continuité de l'image télévision;

b. Disparition presque totale du trait d'inscription;

c. Inscription des échos d'avions sous la forme d'une trace continue subsistant (par l'inscription) avec une très grande rémanence. On aura ainsi la possibilité de beaucoup mieux suivre les évolutions des avions et de les reconnaître parmi les échos fixes, les échos perturbateurs, etc.;

d. Existence d'un signal vidéo unique permettant le déport de l'image par voie coaxiale vidéo ou par voie hertzienne;

e. Possibilité d'addition d'autres signaux vidéo TV (cartes, carroyages, etc.) à l'aide de caméras auxiliaires.

On ne bénéficiera cependant pleinement de ces divers avantages que si le tube convertisseur de normes présente une résolution telle que la finesse de l'image télévision ne soit pas affectée par les transformations successives de l'information vidéo. Ce résultat a été atteint par le nouveau tube à canons coaxiaux TMA 403 de la Compagnie générale de T. S. F. dont nous allons rappeler sommairement le principe.

2. TUBE A MÉMOIRE ANALYSEUR TMA 403.

L'étude et la réalisation de différents types de tubes à mémoire à conductibilité induite dans une couche mince isolante, ont conduit à un tube à performances améliorées qui a déjà été signalé dans l'article général sur les tubes à mémoire électrostatique publié dans un récent numéro des *Annales de Radioélectricité* [1]. Ce tube est essentiellement constitué par une couche mince (1 μ) semi-conductrice déposée sur une feuille métallique d'aluminium suffisamment mince (1/20e μ) pour être traversée par des électrons rapides. Une grille de cuivre à mailles très fines (20 mailles par millimètre) et à grande transparence (60 %) sert de support mécanique à la cible proprement dite dont le diamètre utile est voisin de 50 mm.

Deux canons dits d'inscription et de lecture sont disposés de part et d'autre de la cible, suivant l'axe de révolution.

En l'absence d'inscription, le faisceau de lecture à vitesse modérée (1500 V) charge la face avant du semi-conducteur à un potentiel uniforme voisin de celui du collecteur lorsque celui-ci est positif par rapport à la face métallique de la cible. En effet, le contact « semi-conducteur-métal » constitue un redresseur qui fonctionne alors dans le sens bloquant. Tout se passe comme dans un tube analyseur de télévision à cible parfaitement isolante du type supericonoscope (émission secondaire inférieure à 1). Le faisceau d'inscription est constitué par des électrons très rapides (10 000 V) qui frappent la cible du côté de la métallisation et la traversent entièrement. Ces électrons semblent produire deux effets principaux : une augmentation de la conductibilité du semi-conducteur, un abaissement de la barrière de potentiel à la jonction « semi-conducteur-métal ». Le potentiel des points bombardés devient ainsi voisin de celui de la couche métallique support, alors que les points non inscrits restent à un potentiel voisin de celui du collecteur. Le relief de charge très important créé par le processus va provoquer lors de l'analyse, des signaux vidéo correspondant à l'image inscrite en commandant la retombée des électrons secondaires de lecture, soit sur la cible, soit sur le collecteur (point inscrit).

Si la cible redevenait parfaitement isolante, le signal recueilli s'annulerait dès que le faisceau de lecture aurait complètement rechargé les condensateurs élémentaires constituant la cible. L'utilisation d'une cible semi-conductrice permet d'obtenir une rémanence plus élevée que celle qu'on pourrait ainsi calculer, car la conductibilité créée dans la couche mince subsiste alors un certain temps après l'inscription.

Les ordres de grandeurs sont tels qu'une inscription unique de 3 μA, pendant 0,3 μs pour une pola-

risation collecteur de 50 V, permet par exemple 3 000 lectures pour un courant de faisceau d'analyse de 1 μA et un amplificateur de 12 M. C. de bande passante. Le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ est, dans ces conditions, encore égal à 2. C'est ce que montre l'enregistrement photographique ci-dessous effectué sur un oscillographe de contrôle; l'amplitude du signal de sortie est portée en ordonnées en unités arbitraires; le temps est porté en abscisses; un carreau représente 5 s. La hauteur du trait blanc qui sert de base au signal représente l'amplitude du souffle, dans les conditions définies ci-dessus.

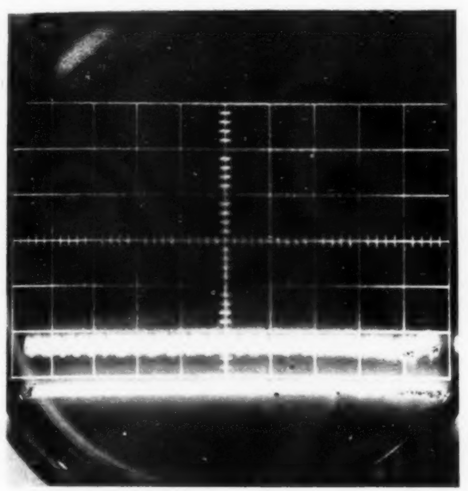


Fig. 1.

Signalons, pour terminer cet aperçu, les autres caractéristiques principales du TMA 403.

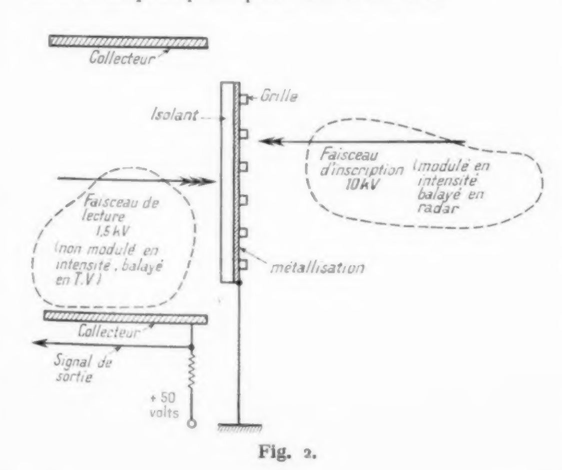


Fig. 2.

Côté inscription : concentration statique, déviation magnétique.

Côté lecture : concentration et déviation statique.

Ce tube a été étudié par le laboratoire de M. Dufour, du Département de Recherches Électronique et Atomistique de C. S. F. dirigé par M. R. Warnecke.

Le fonctionnement de la cible semi-conductrice a fait l'objet d'une analyse plus poussée par M. F. Boulet, lors d'une Communication récente (14 mars 1957) à la Société des Électriciens.

3. DESCRIPTION DE L'APPAREIL TRANSFORMATEUR D'IMAGE.

L'appareil est contenu dans une armoire dont les dimensions sont les suivantes : hauteur, 1,50 m; largeur, 1 m; profondeur, 0,50 m.

Les organes sont disposés sur des platines verticales, fixées elles-mêmes sur une « porte technique » intérieure permettant par ouverture une accessibilité sur les deux faces. Les organes lourds (transformateurs, filtres) sont fixés dans le fond de l'armoire.

Un bandeau vertical extérieur permet l'exploitation et la surveillance toutes portes fermées.

Les circuits principaux associés au tube sont les suivants :

3.1. Alimentations du tube :

+ 50 V sur le collecteur;
— 10 000 V sur la cathode côté écriture;
— 1 500 V sur la cathode côté lecture.

3.2. Balayages du tube.

3.2.1. ÉCRITURE. — Balayage du type magnétique comprenant : les bobines de déflexion, un générateur de balayage (synchronisé par le radar), le moteur d'entraînement des bobines avec amplificateur d'asservissement.

3.2.2. LECTURE. — Balayage du type statique comprenant : deux générateurs de balayages (trame et ligne), un générateur de signaux de synchronisation.

3.3. Modulation du tube.

3.3.1. ÉCRITURE. — Modulation par la cathode côté inscription à l'aide d'un amplificateur vidéo attaqué par la vidéo radar. Addition de signaux vidéo de marquage.

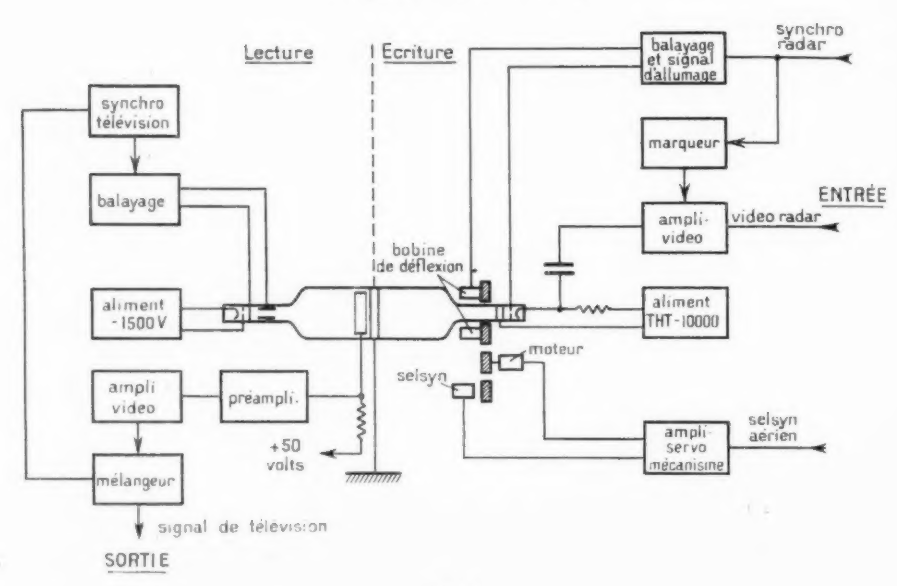


Fig. 3.

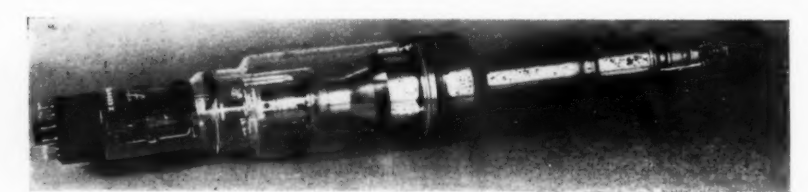


Fig. 4. — Vue d'ensemble TMA 403.



Fig. 5.

3.3.2. Lecture. — Préamplificateur, amplificateur, mélangeur (signaux synchro et vidéo).

La figure 3 donne le schéma de l'ensemble.

La figure 4 représente le tube, la figure 5 l'ensemble du meuble.

Les caractéristiques essentielles de l'appareil réalisé sont les suivantes :

— Alimentation secteur : 220 V monophasé, 50 c/s;
— Gammes de distances radar : 16, 40, 110 et 160 milles nautiques;
— Cercles de marquage à 5 et 25 milles;
— Fréquence de répétition : 300 à 1000 c/s;
— Durée minimum des signaux vidéo : 0,3 μs;
— Télévision à 625 lignes entrelacées; bande passante vidéo 5 Mc/s.

Ces données peuvent être modifiées pour être adaptées aux divers besoins.

4. PERFORMANCES DE L'APPAREIL.

Un certain nombre de qualités essentielles permettent de caractériser l'appareil. Nous les classerons dans les catégories suivantes :

4.1. Géométrie de l'image.

Elle dépend à la fois du tube et des circuits. Pour les circuits, la linéarité des balayages a été particulièrement soignée. Pour le tube, indépendamment de la bonne géométrie individuelle des deux optiques côté inscription et côté lecture, on s'est attaché à réaliser un alignement rigoureux des axes pour procurer une transformation exempte de distorsion.

4.2. Mémoire de l'inscription.

Dans les tubes cathodiques de radar, le trait d'inscription, plus lumineux, constitue une gêne à l'examen des échos qui se fait sur la rémanence de la poudre fluorescente. De plus, il est par exemple normal, au bout de 2 mn, d'avoir sur la rémanence une luminosité réduite au dixième de ce qu'elle était 10 s après l'inscription.

Avec le TMA 403, le trait d'inscription est au contraire très peu apparent. Cela tient au fait que la lecture permet un écrêtage qui ne fait pas apparaître à la lecture l'amplitude anormalement élevée sur les signaux qu'on est en train d'inscrire. De la sorte, l'inscription n'apparaît que comme un rayon à peine marqué, qui ajoute des échos en avant de la trace dans le cas d'objets détectés mobiles, sans qu'au moment de l'inscription ces échos soient caractérisés par une luminosité supérieure à celle des échos précédemment inscrits.

En outre, la constante de temps sur les signaux inscrits est incomparablement supérieure. La trace inscrite est effacée progressivement par la lecture qui se fait 25 fois par seconde pour un point inscrit à cause de l'interlignage. L'intensité du faisceau de lecture, la différence de potentiel entre collecteur et cible permettent d'agir sur la constante de temps de décharge. On peut régler celle-ci pour obtenir une rémanence allant de celle des tubes cathodiques de radar à des valeurs bien supérieures (par exemple, 50 % de l'intensité lumineuse de lecture après plusieurs minutes). La figure 6 montre une photographie d'échos d'avion et met en évidence les traces de trajectoires.

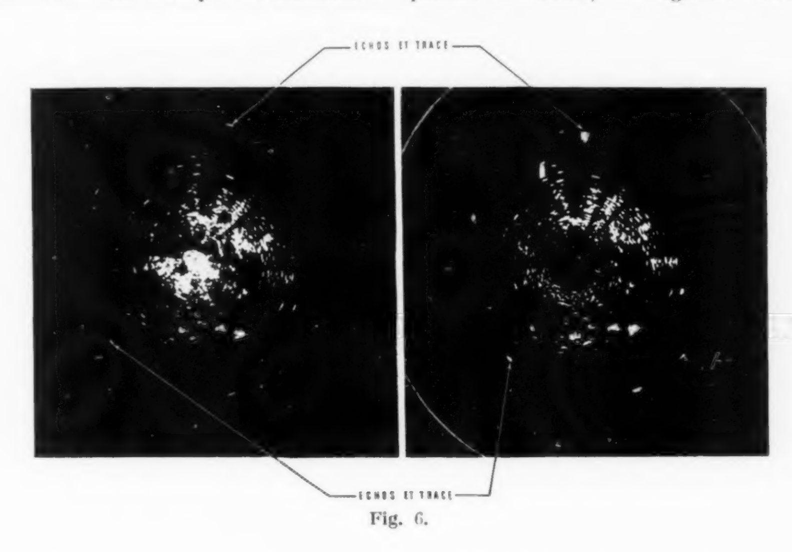


Fig. 6.

4.3. Définition de l'image.

La définition théorique du standard de télévision adopté, celle obtenable par ailleurs sur l'image radar en raison des durées d'impulsions et des diagrammes d'antennes, permettent de fixer une limite de principe à la finesse de reproduction à obtenir.

Les perfectionnements apportés sur la version finale du TMA 403 ont permis d'atteindre pratiquement ces conditions pour un standard à 625 lignes et les radars usuels.

4.4. Sensibilité.

Une sensibilité très satisfaisante est obtenue grâce aux qualités intrinsèques du tube TMA 403

et à cause de deux facteurs favorables supplémentaires :

— Un effet d'intégration produit par la cible, côté inscription;

— La lecture en vidéo directe.

4.4.1. Effet d'intégration produit par la cible, côté inscription. — Chaque « plot » radar inscrit résulte de l'addition d'un assez grand nombre d'échos successifs (par exemple 12 échos par but).

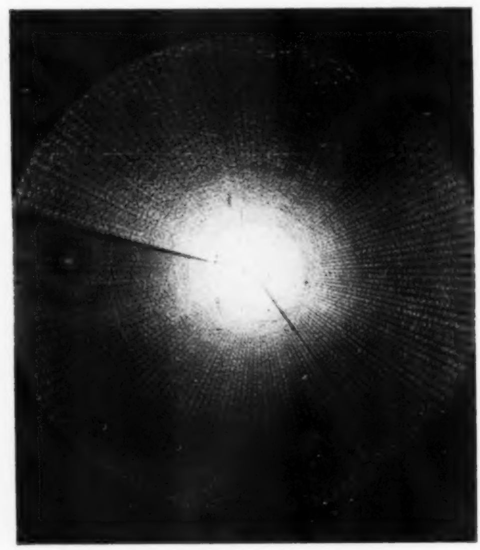


Fig. 7.

Alors que tous les signaux utiles s'ajoutent en amplitude pour l'effet d'inscription, les bruits de fond qui les accompagnent, d'allure erratique, s'ajouteraient en puissance seulement si la définition du tube à l'inscription était infiniment fine. Une excellente définition d'inscription a été recherchée dans ce but sur le tube TMA 403.

4.4.2. Lecture en vidéo directe. — Un des inconvénients connus des tubes à transformation d'image est le passage des signaux d'inscription dans la voie de lecture. Ceci conduit habituellement à hacher le faisceau de lecture pour obtenir le signal de sortie sur une porteuse modulée, mais cette opération s'accompagne d'une perte de sensibilité.

Les qualités conjuguées de niveau de lecture du tube TMA 403, jointes à un montage particulier, ont permis d'atteindre la sensibilité maximum par lecture en vidéo directe.

Pour le montage, on s'est appuyé sur le fait que les signaux d'inscription apparaissaient en parallèle sur les sorties constituées par :

— le retour collecteur;

— le retour cible,

alors qu'au contraire les signaux de lecture apparaissaient en symétrique. Un amplificateur symétrique soigneusement équilibré a donc permis d'enlever complètement les signaux parasites d'inscription tout en accroissant la composante de lecture.



Fig. 8.

Les figures 7 et 8, prises à Indianapolis (U. S. A.) par le Civil Aeronautics Administration, nous montrent respectivement un signal de niveau minimum presque noyé dans le bruit tel qu'il apparaît sur l'indicateur PPI ordinaire du radar avant transformation, et tel qu'on réussit à le faire apparaître derrière la transformation PPI télévision.

5. CONCLUSION.

L'appareil transformateur TI 440 présente donc plusieurs avantages permettant d'améliorer l'exploitation des radars. L'image télévision par son aspect permanent et lumineux réduit beaucoup la fatigue des opérateurs.

Cette image présente, en outre, une définition conservée et une amélioration sur certaines qualités des performances. Amélioration évidente sur la

rémanence. Les avions, grâce aux longues traces visibles sur l'écran, se distinguent très nettement des autres échos et mêmes des parasites dus aux précipitations amosphériques (pluies denses, tempêtes de neige, etc.).

Gain possible sur la sensibilité, grâce aux effets d'intégration et à la lecture vidéo directe.

Par ces qualités diverses, le TI 440 doit donc rendre les plus grands services pour la surveillance et la sécurité aérienne.

BIBLIOGRAPHIE.

[1] Ch. Dufour, *Les tubes cathodiques à mémoire électrostatique et leurs applications* (*Annales de Radioélectricité*, juillet 1956, p. 200-215).

[2] R. Asté, *Le transformateur d'image PPI-Télévision de la S. F. R.* (*Onde Électrique*, octobre 1956, p. 822-826).

DÉVELOPPEMENTS RÉCENTS DANS LES CIRCUITS HYPERFRÉQUENCES DES RADARS (1)

PAR P. TCHEDITCH,

Département « Radar » du Centre de Recherches Techniques
de la Compagnie Générale de T. S. F.

SOMMAIRE. — *Après avoir cité les éléments hyperfréquences essentiels constituant un émetteur-récepteur de radar, l'auteur décrit particulièrement ceux qui, présentant un caractère d'originalité, ont été expérimentés puis adoptés pour les matériels récemment conçus au Département « Radar » de la Compagnie Générale de T. S. F.*
La comparaison des divers matériels présentés montre l'évolution de la technique conduisant à des ensembles plus compacts, plus légers et de plus en plus simples à construire.
(C. D. U. : 621.396.9).

SUMMARY. — *Having first enumerated the main hyperfrequency components in a radar transmitter-receiver, the author describes more particularly those components which, being of a novel type, have been tried experimentally and adopted for equipment recently devised in the « Radar » department of the Compagnie Générale de T. S. F.*
The comparison of the various types of equipment presented shows the evolution of the technique leading to more compact and lighter assemblies, whose construction is continually being simplified. (U. D. C. : 621.396.9).

1. GÉNÉRALITÉS.

1.1. Circuits hyperfréquences d'un radar classique.

Un tel radar comporte généralement une antenne commune pour l'émission et la réception. L'organe assurant la commutation automatique de celle-ci vers l'émetteur ou vers le récepteur, le duplexeur, divise les circuits hyperfréquences en deux catégories : à gauche de celui-ci, ceux travaillant à fort niveau (émission) et à droite ceux travaillant à bas niveau (réception) (*fig.* 1).

1.2. Circuits d'émission.

Outre le tube émetteur lui-même (magnétron le plus souvent, mais quelquefois maintenant T.P.O.M. ou klystron de très grande puissance), les circuits d'émission comportent de plus en plus fréquemment une ligne unidirectionnelle ou « isolateur » dont le rôle est d'éviter les glissements de fréquence du magnétron (pulling) imputables aux variations de l'impédance ramenée à celui-ci par sa charge, c'est-à-dire l'antenne. Les exigences imposées à celle-ci (particulièrement dans les radars aéroportés), à savoir : la stabilisation en roulis, les mouvements en site et en azimut, le balayage conique, impliquent une structure très complexe à la ligne de transmission réunissant la source primaire de l'antenne à l'entrée de l'émetteur-récepteur. Cette ligne de transmission comporte, outre les joints tournants de roulis, de site, d'azimut, de nombreux coudes, d'inévitables guides souples et l'association de tous ces éléments réglés au mieux individuellement pourra donner lieu à un taux d'ondes stationnaires trop élevé surtout si le radar couvre une large bande.

Le taux d'ondes stationnaires maximum possible dans le cas où les phases se combineraient de la manière la plus défavorable serait pour *n* éléments de la forme $\rho_{max} = (\rho_1)^n$, où ρ_1 est le T. O. S. moyen

---

(1) Manuscrit reçu le 27 mars 1957.

de chaque élément, et le taux le plus probable sera $\rho_{pr} = (\rho_1)^{\sqrt{n}}$, avec une bonne approximation si ρ_1 est assez petit.

On voit donc qu'en supposant $\rho_1 = 1{,}05$ et $n = 16$, par exemple, on pourra avoir :

$\rho_{max} = 2{,}2$ pour le taux maximum possible;

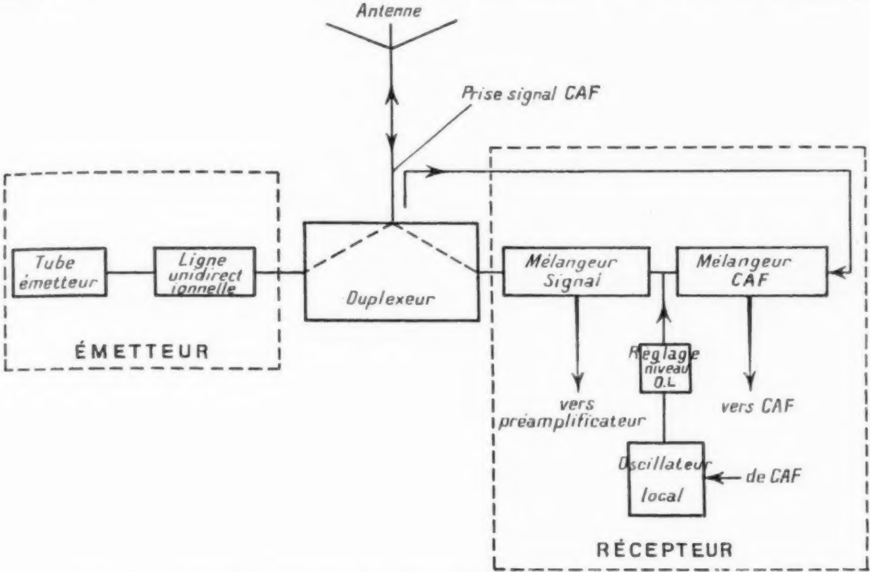


Fig. 1. — Schéma synoptique des circuits hyperfréquences d'un radar classique.

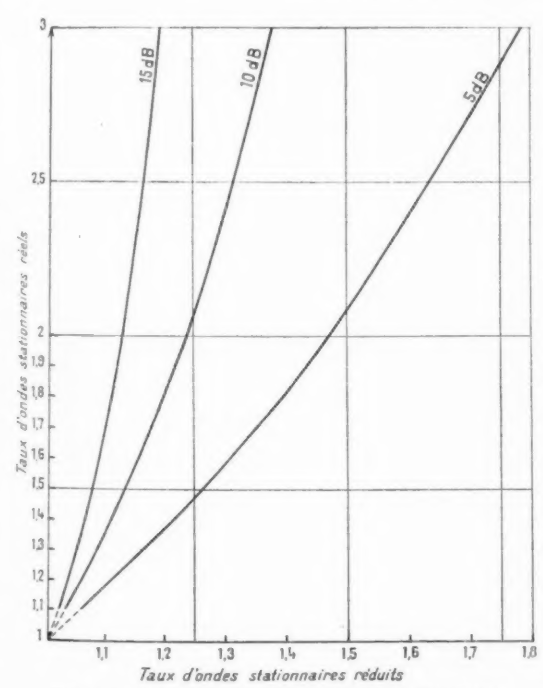


Fig. 2. — Réduction du taux d'ondes stationnaires par une ligne unidirectionnelle d'atténuation inverse de 5, 10, 15 dB.

$\rho_{pr} = 1{,}22$ pour le taux le plus probable avec le risque, si l'ensemble couvre une large bande, d'avoir pour certaines fréquences des taux compris entre les deux valeurs.

La courbe de la figure 2 montre l'abaissement du taux d'ondes stationnaires vu par un magnétron lorsque celui-ci est protégé par une ligne unidirectionnelle d'atténuation inverse (isolation) de 5, 10 ou 15 dB.

1.3. **Duplexeur.**

C'est l'organe assurant la commutation automatique de l'antenne, vers l'émetteur pendant l'impulsion d'émission, et vers le récepteur dès la fin de celle-ci. Pour assurer cette fonction, le duplexeur doit faire appel à un élément non réciproque. Cette non-réciprocité peut être, soit une fonction de la puissance de l'onde à commuter (duplexeurs à tubes ionisables), soit une fonction du sens de propagation (duplexeurs utilisant les propriétés des ferrites). Outre cette fonction de commutateur, le duplexeur doit également protéger efficacement le ou les cristaux du récepteur contre les fuites de puissance d'émission vers celui-ci. Ceci revient à dire que son « taux de commutation » doit être très élevé puisque la fuite de puissance doit être de l'ordre

de quelques milliwatts (maximum) et que le niveau de l'émission est généralement de plusieurs centaines de kilowatts (soit un rapport de puissance de l'ordre de 10^8).

1.4. Mélangeur.

Les récepteurs de radar sont toujours du type superhétérodyne. Le changement de fréquence s'opère dans une diode mélangeuse au silicium ou plus récemment au germanium, qui reçoit le signal, et la tension d'oscillateur local. La fréquence de celui-ci devant être asservie à celle du tube émetteur afin de conserver avec elle un écart constant, égal à la fréquence intermédiaire, un deuxième mélangeur est nécessaire; il est généralement identique au mélangeur signal. La diode mélangeuse reçoit la même tension d'oscillateur local et un signal de contrôle automatique de fréquence (C. A. F.) prélevé dans le guide d'émission. La tension à fréquence intermédiaire ainsi recueillie est appliquée à un discriminateur de fréquence qui fournit une tension d'erreur. Celle-ci asservit la fréquence de l'oscillateur local.

1.5. Oscillateur local.

Les tubes les plus fréquemment utilisés comme oscillateur local sont les klystrons réflex. Les caractéristiques de ces tubes de petite puissance (quelques dizaines de milliwatts) répondent bien à la fonction d'oscillateur local dans un récepteur superhétérodyne de radar, mais l'électrode « réflex » commandant leur fréquence ne permet un « accord électronique » que sur une faible plage (quelques dizaines de mégacycles) autour de la fréquence de réglage de la cavité. Dans les radars à fréquence variable de manière continue dans une large bande, la « commande unique » exigera donc un servomécanisme piloté par le discriminateur afin de faire varier mécaniquement l'accord de la cavité. Cette servitude leur fait préférer dans les radars modernes les tubes « Carcinotron » O qui sont des auto-oscillateurs micro-ondes, capables de couvrir, par simple réglage électrique d'une de leurs tensions d'alimentation, une bande de fréquences considérablement plus large que celles des autres tubes utilisés jusqu'alors.

Chaque tube de la série « Carcinotron » O conçu, étudié et fabriqué par le Groupe de la Compagnie Générale de T. S. F. [1], [2] couvre une plage d'environ « un octave » dans les diverses bandes de fréquences utilisées en technique radar.

2. CIRCUITS D'ÉMISSION.

2.1. Les isolateurs à ferrites.

Comme cela a été montré au paragraphe 1.2, les isolateurs sont devenus des éléments indispensables au bon fonctionnement des magnétrons aussi bien qu'à leur sécurité d'emploi. Si l'on remarque que des « claquages » accidentels dans les circuits d'émission sont susceptibles de provoquer la destruction du tube émetteur par un processus découlant du taux d'ondes stationnaires infini ramené, et que ce taux est réduit à une valeur inférieure à 2 (ne mettant plus la vie du tube en péril) par un isolateur d'atténuation inverse 10 dB, on en comprendra aisément l'intérêt.

Une série d'isolateurs répondant à ces besoins a été étudiée et mise au point.

Nous rappellerons d'abord brièvement les principes mis en œuvre dans de tels dispositifs.

Les trois effets fondamentaux permettant d'exploiter les propriétés de non-réciprocité des ferrites sont :

— l'effet gyromagnétique (effet Faraday);
— l'effet de déplacement de champ;
— l'effet d'absorption à la résonance.

2.1.1. Effet Faraday. — Le principe du fonctionnement des isolateurs faisant appel à cette propriété peut être montré ainsi :

Chaque extrémité d'une portion du guide circulaire partiellement rempli de ferrite (F) polarisé par un champ magnétique H longitudinal est raccordé à un guide de section rectangulaire (*fig.* 3). Les axes des guides rectangulaires font entre eux un angle de 45°. Si la traversée du ferrite fait subir à la polarisation de l'onde une rotation de 45° dans le sens convenable, elle pourra être intégralement transmise dans le guide rectangulaire 2 (aux pertes dans le ferrite près).

Selon l'effet Faraday, une onde traversant le ferrite dans le *sens inverse* (de 2 vers 1) subira une rotation de polarisation de *même sens* et de même valeur angulaire. Elle parviendra donc cette fois en polarisation croisée au guide 1, qui ne la transmettra pas, et sera dissipée dans un dispositif de plaquettes absorbantes, actif pour cette polarisation seulement.

C'est particulièrement cette nécessité de dissiper l'onde réfléchie dans un dispositif annexe qui rend impropre ce type d'isolateur à fonctionner à haut niveau. De plus, la position du ferrite dans le guide circulaire, sans contact avec les parois lui permet difficilement de dissiper la chaleur provoquée par les pertes dans sa masse propre.

2.1.2. Effet de déplacement de champ. — Cet autre effet, non réciproque, consiste en une modification de la répartition du champ électromagnétique d'une onde se propageant dans un guide partiellement rempli par un ferrite, polarisé par un champ magnétique H transversal.

La figure 4, dans laquelle la ligne en traits interrompus symbolise l'amplitude du champ électrique sont encore limitées par le pouvoir de dissipation de la plaquette absorbante.

L'isolateur BN 86/96 cité ci-dessous a été conçu selon ce principe.

2.1.3. Effet d'absorption a la résonance. — Un ferrite polarisé par un champ magnétique H (œrsteds) possède une fréquence de résonance

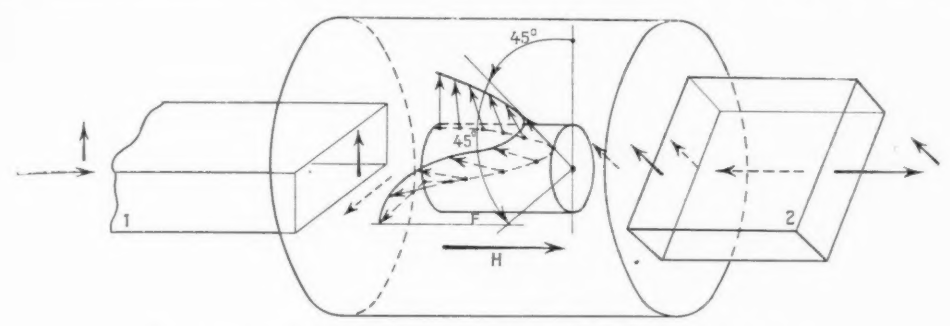


Fig. 3. — Principe de fonctionnement d'un isolateur à « effet Faraday ».

en absence de ferrite (mode TE_{01}), montre que cette modification consiste en un déplacement de la concentration de l'énergie (traits pleins) vers le ferrite F ou à l'opposé de celui-ci selon le sens de la propagation S_1 ou S_2 pour une polarisation magnétique de sens H invariable.

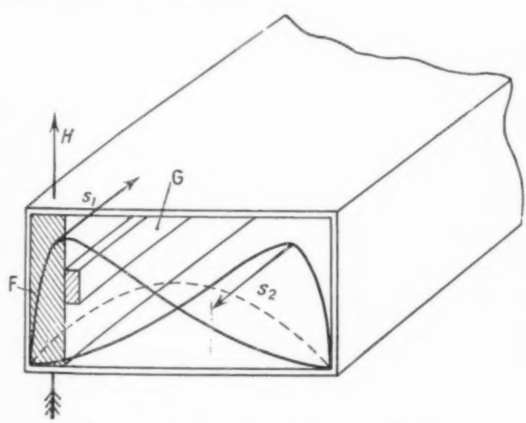


Fig. 4. — Principe de fonctionnement d'un isolateur à « déplacement de champ ».

La réalisation d'un isolateur utilisant cette propriété consistera à placer une plaquette de matériau absorbant G, le long du ferrite de manière telle que l'onde se propageant dans le sens concentrant le champ vers celui-ci soit dissipée. Les possibilités de fonctionnement en puissance d'un tel système

propre F_0 qui peut être approximativement (²) exprimée par la formule

$$F\,(\text{Mc/s}) = 2{,}8\,H_r\ (\text{gauss})$$

dans laquelle H_r est appelé « champ magnétique de résonance gyromagnétique » et représente le champ magnétique effectif dans le ferrite. Si ce ferrite est placé dans un champ hyperfréquence h_r polarisé circulairement dans un plan perpendiculaire au champ H, les spins des électrons seront entraînés dans un mouvement de précession qui s'entretiendra si la fréquence du champ h_r est voisine de la fréquence de résonance propre du ferrite appelée encore fréquence de Larmor.

L'amplitude de ce mouvement est freinée par les frottements internes qui absorbent l'énergie cédée par le champ hyperfréquence h_r. Il y a effet d'absorption. Si maintenant le sens de l'onde donnant naissance au champ magnétique h_r est inversé, le sens de rotation de celui-ci sera inversé également, et il ne pourra plus faire précessionner les spins dont le sens de rotation est imposé par le champ statique H, ne cédera donc plus d'énergie et l'onde qui lui donne naissance ne sera pas atténuée.

(²) La fréquence de résonance gyromagnétique dépend également des dimensions géométriques du ferrite. *Voir* référence bibliographique [3] et [4], car le champ H_r est la résultante du champ statique appliqué, du champ d'anisotropie cristalline et du champ démagnétisant (qui dépend de la forme de l'échantillon).

La réalisation d'un isolateur par absorption à la résonance (*fig.* 5), consistera donc à localiser un (ou deux) ferrite dans un guide rectangulaire (excité

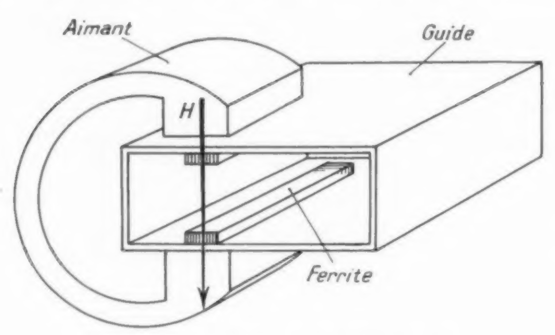


Fig. 5. — Principe de fonctionnement d'un isolateur « à résonance ».

en mode TE_{01}) dans un plan tel que le champ magnétique soit polarisé circulairement. La fréquence de résonance du ferrite est ensuite ajustée par variation du champ magnétique H et par la forme et les dimensions de l'échantillon. On notera, en outre que la présence du ferrite dans le guide d'onde perturbe la répartition initiale du champ et que le plan de polarisation circulaire se trouve écarté du plan théorique et qu'ainsi tous les paramètres deviennent interdépendants. Les isolateurs du type 1 HN 86/96, 3 HN 86/96 et 10 HN 29/32 présentés ci-dessous ont été conçus selon ce principe.

2.2. Réalisations.

Une gamme d'isolateurs répondant aux besoins a été mise au point en laboratoire.

La figure 6 montre les trois types d'isolateurs réalisés pour la bande 3 cm.

En partant de l'arrière-plan on distingue : l'isolateur haute puissance type 3 HN 86/96, l'isolateur moyenne puissance 1 HN 86/96 et l'isolateur basse puissance BN 86/96.

2.2.1. Isolateur haute puissance (3 HN 86/96). — Cet isolateur conçu pour fonctionner à une puissance crête de 300 kW a été construit en guide répondant au standard américain RG 51/U (28,5 × 12,22 mm) qui équipe les magnétrons d'une telle puissance.

Dans la gamme 8 600 à 9 500 Mc/s les pertes d'insertion restent inférieures à 0,5 dB, tandis que l'atténuation inverse est toujours supérieure à 10 dB. Son taux d'ondes stationnaires propre est inférieur à 1,08 dans cette même gamme de fréquence.

La puissance moyenne de l'émetteur peut être de 300 W moyens sans qu'un refroidissement forcé soit nécessaire si le taux d'ondes stationnaires du circuit de charge est inférieur à 2.

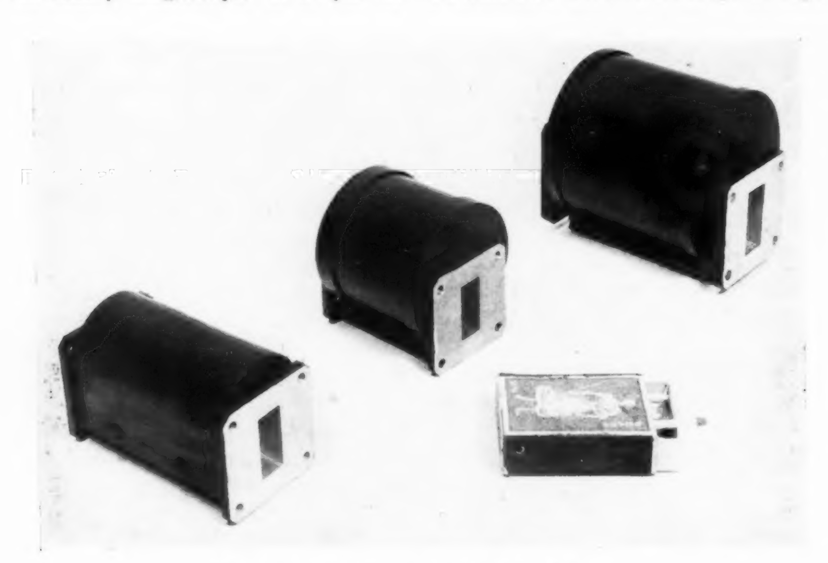


Fig. 6. — Trois lignes unidirectionnelles 3 cm.
De haut en bas 3 HN 86/96 (haute puissance); 1 HN 86/96 (moyenne puissance); BN 86/96 (basse puissance).

Les dimensions hors tout sont :

Longueur	90 mm
Largeur	75
Hauteur	80

2.2.2. Isolateur moyenne puissance (1 HN 86/96). — Construit à partir du guide standard λ_0 (22,86 × 10,16 mm) cet isolateur a été « miniaturisé » au maximum. L'adoption d'un guide d'une hauteur réduite de 20 % environ par rapport au modèle précédent ainsi que le montage des éléments de ferrite sur des pièces en fer doux (voir *fig.* 7) conduisent à une réduction notable de l'entrefer, telle qu'un aimant de 50 mm de diamètre est suffisant pour obtenir le champ nécessaire. Les dimensions hors tout sont réduites à :

Longueur	60 mm
Largeur	55
Hauteur	60

Cet isolateur peut fonctionner sans pressurisation ni refroidissement forcé à une puissance crête de 125 kW et une puissance moyenne de 125 W. Il conserve par ailleurs les mêmes performances que le modèle haut niveau.

2.2.3. Isolateur basse puissance (BN 86/96). — A l'encontre des deux modèles précédents, fonctionnant par effet de résonance gyromagnétique, celui-ci fait appel à l'effet de déplacement de champ (*voir* § 2.1.2).

Destiné à découpler de leur charge des tubes oscillateurs de petite puissance (tel que klystron de banc de mesure ou oscillateur local), cet isolateur peut être inséré dans une ligne transportant une puissance moyenne de 10 W. Il assure un découplage de 15 dB minimum avec des pertes d'insertion inférieures à 0,7 dB, dans la bande de fréquence et ses dimensions hors tout sont :

Longueur	77 mm
Largeur	41
Hauteur	50

Il est construit en guide standard français (22,86 × 10,16 mm).

2.2.4. Isolateur haute puissance pour la bande 10 cm (10 HN 29/32). — Un prototype d'isolateur à résonance pour la bande de 10 cm (λ_7) a été construit et expérimenté (*fig.* 8).

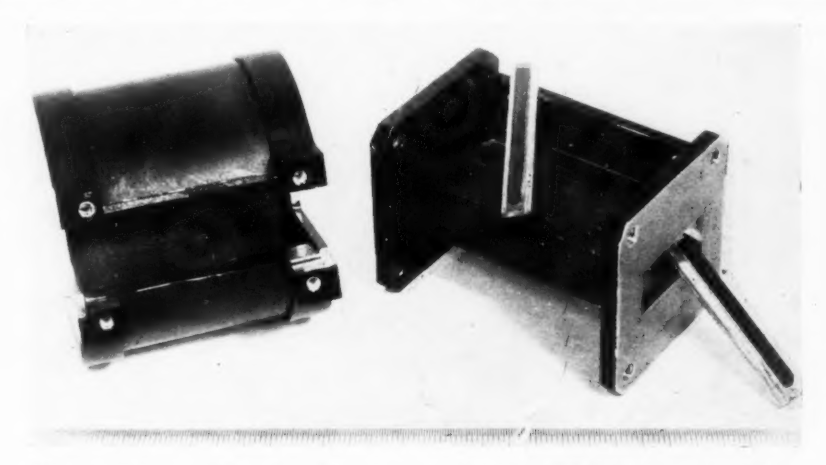


Fig. 7. — Lignes unidirectionnelles moyenne puissance 1 HN 86 96 (vues démontées).

Les bandes de fréquences couvertes s'étendent, soit de 2 900 à 3 200 Mc/s, soit de 3 200 à 3 550 Mc/s par changement de valeur du champ magnétique sans autre modification.

La perte d'insertion reste inférieure à 0,4 dB et l'atténuation inverse supérieure à 6 dB dans chacune de ces deux bandes.

Il est construit en guide standard français (66,37 × 29,5 mm), sa longueur n'excède pas 160 mm et sa section ne dépasse pas l'encombrement de la bride standard.

Le prototype a été expérimenté à 1,2 MW sans pressurisation et a donné entière satisfaction.

***

Les études conduisant à ces réalisations ont été menées rapidement, car elles correspondaient à

un besoin pour les matériels en cours de conception ou de développement. Elles ont pu être conduites à bon terme grâce à la collaboration de M. A. Vassiliev, du Département « Recherches Physico-chimiques » de la Compagnie [5].

Nous n'avons, pour notre part, fait qu'une courte incursion dans le vaste champ d'application des ferrites aux hyperfréquences, mais les possibilités entrevues laissent de grands espoirs, tant en ce qui concerne l'amélioration des performances, que les applications nouvelles.

duplexeurs à suivre la même ascendance. Pour le constructeur des tubes à gaz proprement dits, les problèmes sont particulièrement d'ordre technologique : tenue en puissance des fenêtres, résistance des électrodes d'entretien, durée de vie du tube (conditionnée par la bonne conservation du mélangeur de gaz ionisable).

Pour le réalisateur des circuits hyperfréquences constituant le duplexeur, les solutions recherchées sont celles qui placent les tubes à gaz dans les conditions de moindre travail pendant l'émission (tel par

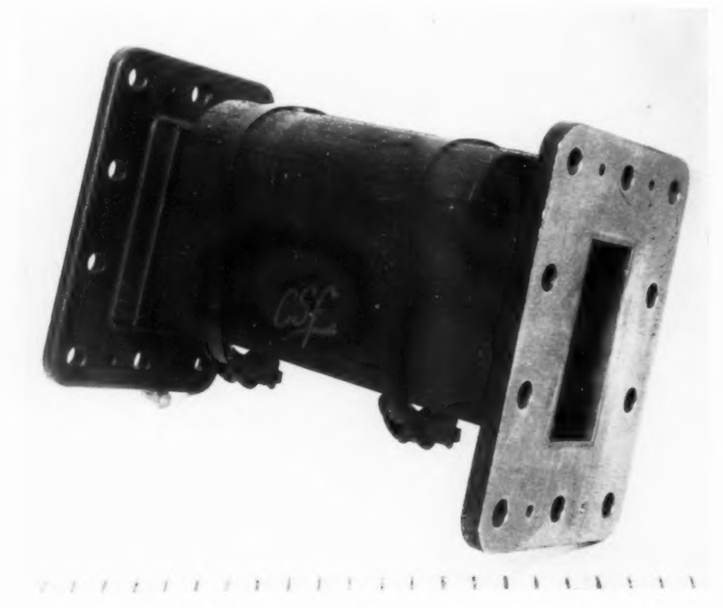


Fig. 8. — Prototype de la ligne unidirectionnelle 10 cm.

3. LES DUPLEXEURS.

3.1. Sens général de l'évolution.

Les principaux facteurs directifs de l'évolution de la technique des duplexeurs ont, ces dernières années, orienté particulièrement les recherches vers :

a. l'augmentation de la puissance;
b. l'élargissement des bandes passantes;
c. la simplification du matériel.

a. L'augmentation constante de la puissance des tubes émetteurs, imposée par la nécessité de détecter des objectifs toujours plus loin, ou toujours plus petits et avec une sécurité de détection accrue, a contraint la courbe de tenue en puissance des

exemple que les systèmes à jonctions hybrides répartissant la puissance à commuter sur deux ou plusieurs tubes).

b. L'élargissement des bandes passantes exigées, ou plus exactement l'évolution partant des tubes à bande étroite, accordable, vers les tubes à éléments multiples préréglés, a été tout d'abord la conséquence du souci de diminuer le nombre de réglages mis à la disposition de l'opérateur, et particulièrement ceux ayant une incidence directe sur la sensibilité globale du récepteur.

Par la suite, la demande de radars à fréquence variable d'une manière continue, et à « commande unique » (appelés encore « radars monobouton ») et plus récemment de radars dits « à fréquence aléa-

toire (3) a généralisé l'emploi des duplexeurs à large bande, préréglés.

c. Quant à l'évolution vers une plus grande simplicité, elle n'a rien de particulier au problème du duplexeur, mais le touche au même titre que tout autre organe puisqu'elle doit rester le souci constant de l'ingénieur concevant un matériel. Qu'il s'agisse d'obtenir des réductions de volume, de poids, de prix de revient ou de plus grandes commodités d'exploitation ou de dépannage, la solution clé reste : simplification du matériel.

faitement classique [6] utilisant un tube alternat à cavité intégrale, accordable, monté en parallèle sur le guide, et un antialternat à basse surtension en « montage série ». Le système pouvait admettre une puissance d'environ 100 kW particulièrement limitée par le tube alternat, lequel doit être accordé après chaque changement de fréquence d'émission du radar qu'il équipe.

Deux types de tube antialternat centrés sur des fréquences différentes étaient, en outre, nécessaires pour couvrir la bande complète (4).

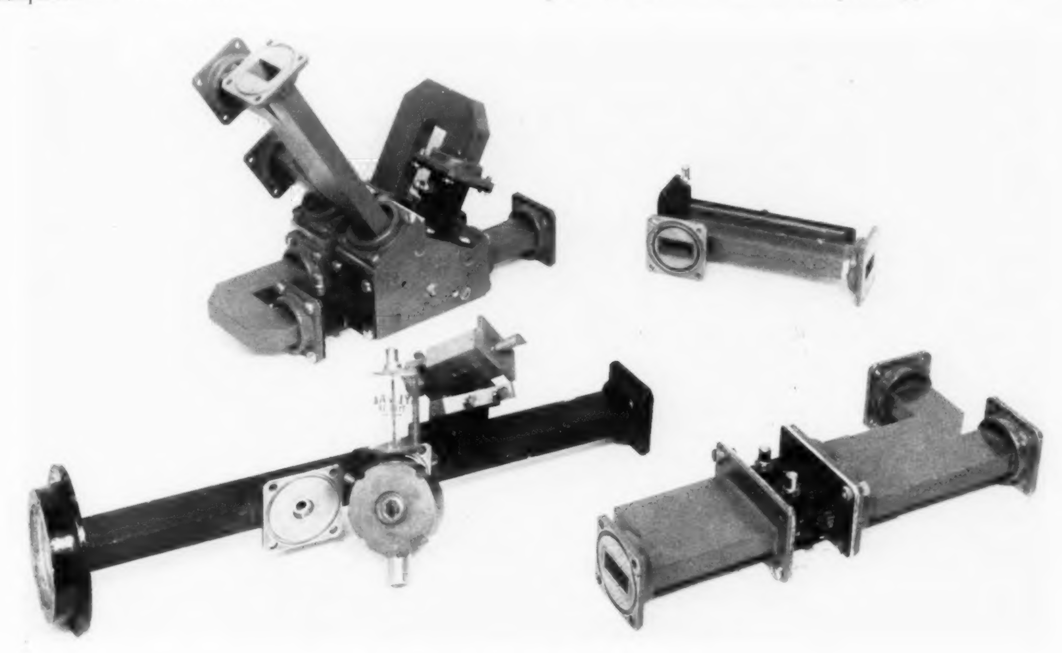


Fig. 9. — Quatre types de duplexeurs :
En bas à gauche : duplexeur simple; En haut à gauche : à circuits en anneau;
En bas à droite : duplexeur symétrique; En haut à droite : duplexeur à couplage total.

3.2. **Réalisations.**

La figure 9 rassemble quatre types de duplexeurs synthétisants les tendances ci-dessus. Ces quatre dispositifs ont été conçus pour un fonctionnement dans la bande 3 cm (8 500 à 9 600 Mc/s) et réalisés en guide standard français de section 22,86 × 10,16m.

3.2.1. Duplexeur simple. — En bas à gauche cette figure montre un « duplexeur simple » par-

3.2.2. Duplexeur symétrique en anneau. — Un duplexeur symétrique comportant deux alternats à large bande devait provisoirement résoudre le problème de la tenue en puissance et de la bande passante. Les deux tubes ARL 120 C. S. F. (équivalents au tube USA 1 B 63 A) pouvaient fonctionner à 200 kW et couvraient la bande 3 cm (8 500 à 9 600 Mc/s) sans aucun réglage (*fig.* 9 en haut à gauche).

Les circuits annexes étaient constitués par deux

(3) Dans un tel système la fréquence de l'émission varie d'une impulsion à la suivante d'une manière erratique, l'accord du récepteur suivant automatiquement la même variation.

(4) Une variante de ce dispositif comportant deux alternats a été mise au point par la suite et évitait le changement de tubes au milieu de la bande.

circuits en anneaux (*fig.* 10). Celui apparaissant au premier plan divise la puissance d'émission entre les deux alternats, avant de la recomposer vers l'antenne. L'autre, parallèlement disposé, au second plan, recombine vers le récepteur les signaux venant de l'antenne à travers les deux alternats. L'étude de ce dispositif sortirait du cadre de cet article. On retrouvera en bibliographie [7] la référence de

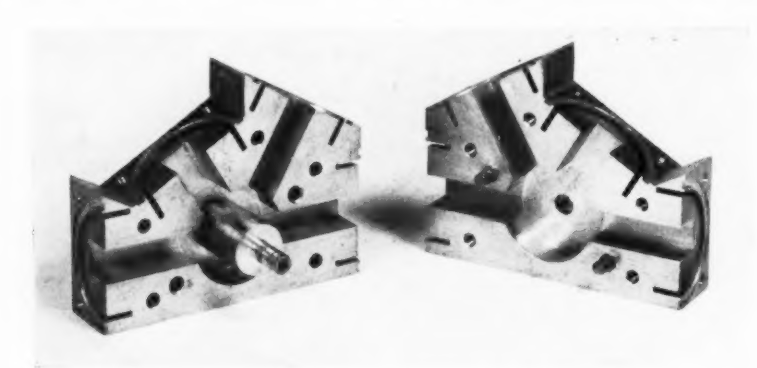


Fig. 10. — Circuit hybride en anneau (vu démonté).

l'étude des anneaux et du duplexeur complet. On notera toutefois la grande complexité d'usinage et de construction ainsi que les dimensions importantes (dans les trois dimensions) de ce dispositif qui d'autre part avait donné toute satisfaction en ce qui concernait les performances électriques, au point de vue bande passante, pertes d'insertion, etc. des tubes et des circuits.

3.2.3. Duplexeur a jonctions hybrides équilibrées (*fig.* 9 en bas à droite, *fig.* 11 *a* et 11 *b*). — L'apparition de la jonction hybride équilibrée [8] (appelée encore coupleur 3 dB) a presque généralisé l'emploi des duplexeurs symétriques.

La solution est très séduisante par sa simplicité, les jonctions étant uniquement constituées par deux portions de guide droites, couplées sur leurs petits côtés par une fenêtre généralement rectangulaire de dimensions appropriées. Une simplification dans la construction des circuits fut encore apportée par la création du tube alternat double spécialement conçu pour cet usage [10]. Ce tube est constitué par deux alternats identiques, ayant une paroi commune et évitant ainsi la nécessité d'utiliser des Y séparant les guides à la sortie des jonctions comme ce serait le cas en employant deux tubes séparés. D'autre part, chaque élément devant présenter la même longueur électrique pour réaliser le parfait équilibre du duplexeur, l'emploi du tube double facilite l'interchangeabilité en évitant le tri, pour appairage des tubes simples. Cette clause de parfaite symétrie est très importante puisqu'elle conditionne d'une part la transmission sans pertes de l'énergie, venant de l'antenne, vers le récepteur et d'autre part l'annulation des énergies de fuite venant des alternats. A l'équilibre, la somme des puissances de fuite se retrouve dans la charge dissipatrice placée à cet effet dans le quatrième bras (*fig.* 11 *a*) le bras récepteur ne recevant que leur différence.

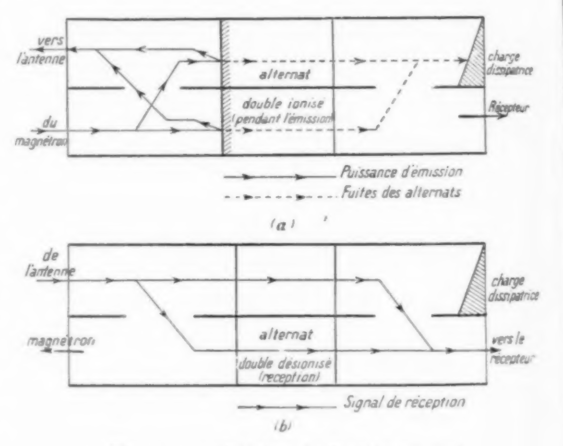


Fig. 11. — Principe de fonctionnement du duplexeur symétrique à fonctions hybrides. *a*. A l'émission; *b*. A la réception.

La figure 11 (*a* et *b*) montre schématiquement le fonctionnement d'un tel duplexeur. Ce dispositif est maintenant suffisamment connu [8], [9] pour que nous ne nous y attardions pas.

3.2.4. Duplexeur dit « a couplage total » (*fig.* 9 en haut à droite). — Le système de duplexeur décrit au paragraphe précédent est un exemple

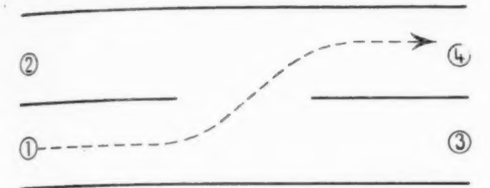


Fig. 12. — Jonction à couplage total.

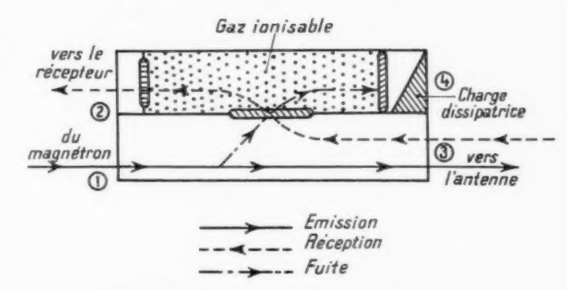


Fig. 13. — Duplexeur à couplage total.

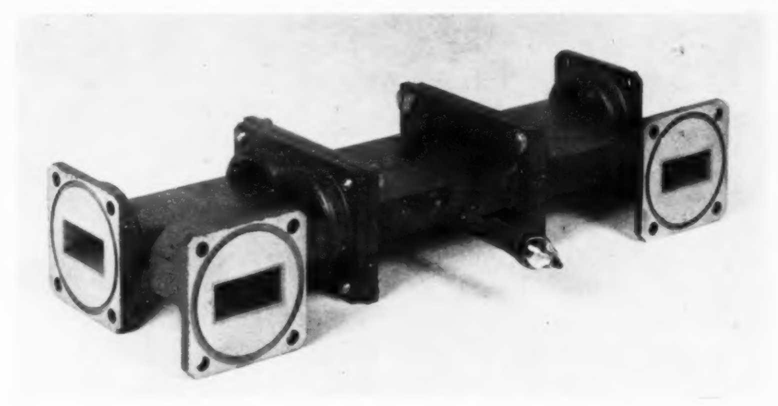


Fig. 14. — Prototype du duplexeur à couplage total.

montrant comment l'association judicieuse de circuits hyperfréquences à un alternat d'un type classique, permet d'améliorer la performance, en ce qui concerne l'énergie de fuite, c'est-à-dire la protection du cristal du récepteur. Le duplexeur à couplage total en est une autre illustration.

En 1953, P. Vincent qui étudiait alors les conditions d'équilibre des jonctions hybrides, montra par le calcul l'existence d'un type particulier de celles-ci dans lequel toute énergie injectée dans un bras est transmise intégralement dans le bras diamétralement opposé, rien n'étant transmis des deux autres bras (*fig.* 12) (c'était le cas de la jonction totalement déséquilibrée).

Un tel coupleur réalisé révéla que le découplage était d'environ 30 dB entre le bras d'entrée (1) et les bras (2) et (3) (*fig.* 12).

P. Vincent eut alors l'idée [10] d'en faire un alternat qui constituerait à lui seul le duplexeur complet. Il suffisait, en effet, de fermer l'ouverture de la paroi commune et les bras (2) et (4) (*fig.* 13) par des fenêtres de verre et de remplir de gaz ionisable l'enceinte ainsi formée. Le duplexeur « à couplage total » était né.

Un prototype fut réalisé (*fig.* 14) qui donna toute satisfaction après adjonction d'un élément pourvu d'une électrode d'entretien et d'une fenêtre résonnante formant filtre passe-bande avec la fenêtre de sortie vers le récepteur (*fig.* 15).

En 1955, R. Jean et D. Reverdin furent chargés du gros travail technologique qui devait permettre le développement de ce tube en série.

Ce tube désigné aujourd'hui par l'appellation ACT 120 (*fig.* 16) présente les caractéristiques suivantes :

Bande passante (Mc/s)	8 600-9 500
Pertes d'insertion (dB)	0,4-0,6
Découplage émetteur (dB)	20
Pertes dues à l'électrode d'entretien (dB)	0,05
Courant d'entretien (μA)	100
Tension d'entretien (V)	300-500
Énergie de pointe (erg maximum)	0,1
Puissance palier (mW maximum)	30
Temps de désionisation à 50 kW pour une atténuation de 3 dB (μs)	6
Pertes dans l'arc à 50 kW (dB)	0,1
Longueur hors tout (mm)	130
Poids (g)	300

Une étude complète du fonctionnement de ce tube par les auteurs de son développement a fait l'objet d'une précédente publication [11].

***

En résumé, nous espérons avoir pu montrer par ces quelques exemples les tendances actuelles dans la conception des duplexeurs destinés à la bande 3 cm. Une évolution analogue s'est poursuivie en ce qui concerne ceux destinés aux bandes 10 et 23 cm.

La puissance des tubes émetteurs continuant toujours à croître, et la tenue des tubes à gaz duplexeurs ayant tout de même des limites physiques qui semblent près d'être atteintes, dans l'état actuel de la technique, il faut maintenant envisager des solutions nouvelles.

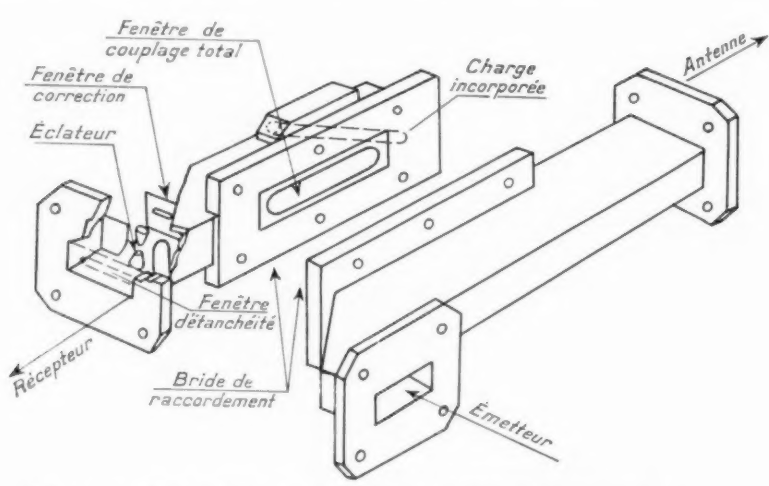


Fig. 15. — Représentation du tube à couplage total et de son guide support.



Fig. 16.

Les dispositifs faisant appel aux propriétés de non-réciprocité des ferrites doivent être rangés parmi ces solutions.

A l'heure actuelle, un prototype de duplexeur

utilisant ces propriétés a été réalisé (*fig.* 17) au stade expérimental.

Il assure un découplage d'environ 30 dB entre les voies émission et réception.

Dans ces conditions, le tube alternat, tout de même nécessaire, placé dans le bras récepteur travaille à une puissance 1 000 fois inférieure à celle de l'émission. Cette position devrait assurer une durée de vie accrue à ce tube et une protection plus efficace du cristal du mélangeur.

Ainsi, le duplexeur à ferrites entre dans le cycle général de l'évolution des duplexeurs pour tenter à son tour d'y devenir plus puissant, à plus large bande, plus simple.

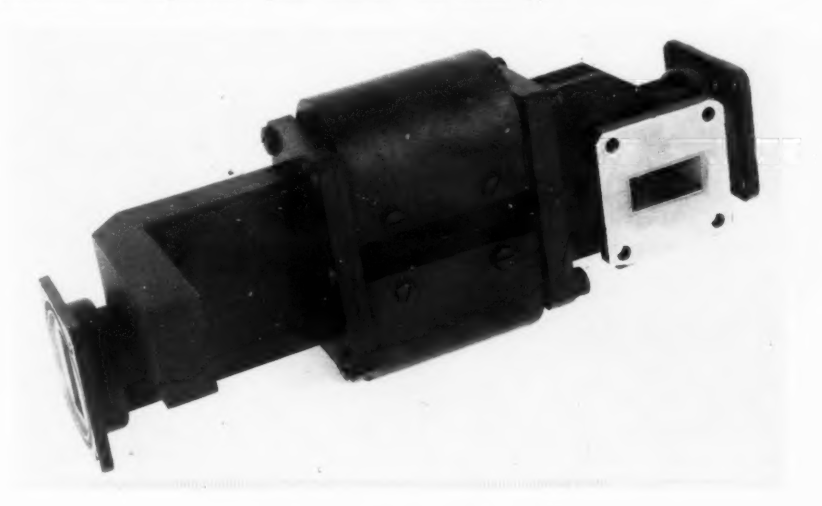


Fig. 17. — Duplexeur à ferrites.

4. LES MÉLANGEURS.

4.1. Sens général de l'évolution.

Le facteur directif essentiel dans la conception d'un nouveau mélangeur, reste l'amélioration de la sensibilité relative du récepteur, c'est-à-dire son « facteur de bruit », défini comme un nombre sans dimensions, égal au rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ à l'entrée du récepteur divisé par le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}}$ à la sortie de celui-ci,

$$F_B = \frac{\dfrac{S_e}{B_e}}{\dfrac{S_s}{B_s}},$$

S_e, signal à l'entrée;
B_e, bruit à l'entrée;
S_s, signal à la sortie;
B_s, bruit à la sortie.

C'est en quelque sorte le « facteur de qualité » du récepteur. Il participe au même titre que la puissance de l'émetteur à la performance de portée du radar. On remarquera, par exemple, qu'une amélioration du facteur de bruit de 3 dB a le même effet sur la portée que le fait de doubler la puissance du radar (5).

Ainsi, si l'on assimile l'amélioration du facteur de bruit à une augmentation de puissance d'émission, les mélangeurs en hyperfréquences auront subi les mêmes tendances que les duplexeurs dans leur évolution puisque par ailleurs ils sont restés assujettis comme eux à l'élargissement des bandes passantes,

(5) Cette augmentation de portée déduite de l'équation générale du radar

$$d_{max} = \sqrt[4]{\frac{P G^2 \lambda^2 \sigma}{4 \pi^3 S_{min}}},$$

P, puissance d'émission;
G, gain de l'antenne;
λ, longueur d'onde;
σ, surface équivalente du but;
S_{min}, signal minimum détectable:
se chiffre à $\sqrt[4]{2}$ soit 19 % si l'on double la puissance d'émission ou si l'on divise par 2 le signal minimum détectable, ce qui est obtenu en divisant par 2 le facteur de bruit F_B auquel il est proportionnel : $S_{min} = 0,4 \cdot 10^{-20}\, \Delta f\, F_B\, (W)$, avec Δf = largeur de bande du récepteur.

et à la simplification de plus en plus poussée du matériel.

4.1.1. Amélioration des facteurs de bruit. — Le facteur de bruit global d'un récepteur de radar peut s'exprimer par

$$F_B = P_c(t_e - 1 + F_{FI}),$$

où

P_c est la perte de conversion du cristal;

t_e la température équivalente du cristal;

F_{FI} le facteur de bruit du préamplificateur.

Nous allons examiner succinctement dans quelle mesure on peut jouer sur ces divers paramètres pour le minimiser.

a. La perte de conversion du cristal, définie comme le rapport de la puissance haute fréquence appliquée, à la puissance moyenne fréquence disponible après mélange, est une caractéristique propre du cristal, qui dépend de sa constitution, mais qui reste fortement influençable par les conditions d'utilisation [12] et [13].

De nombreux facteurs sont susceptibles de l'affecter et, en particulier :

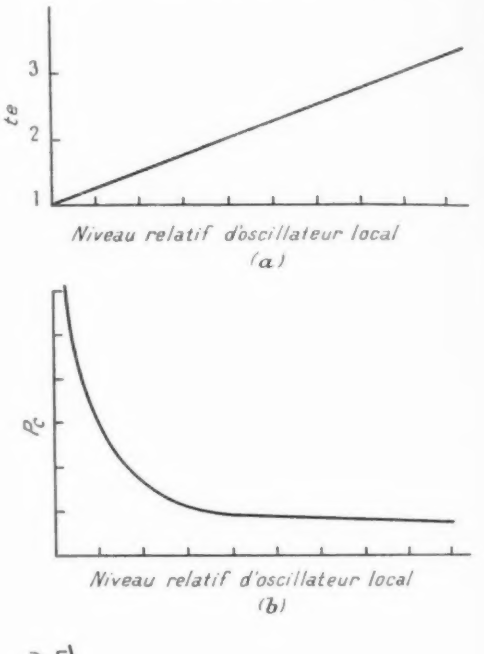
— l'impédance haute fréquence du cristal rapportée à celle du guide d'entrée;

— Les impédances haute fréquence vues par le cristal (côté entrée du mélangeur) tant à la fréquence de fonctionnement qu'à la fréquence image ou aux fréquences harmoniques.

D'autre part, le réseau transformateur adaptant l'entrée du préamplificateur à l'impédance moyenne fréquence du cristal peut lui ramener en parallèle des admittances diverses, selon sa conception, qui influencent également la perte de conversion. Si l'on note, en outre, que la modification de l'un quelconque de ces paramètres réagit sur tous les autres, on concevra la difficulté que représente le choix des conditions de fonctionnement, réduisant au minimum la perte de conversion du cristal.

b. Température équivalente du cristal : t_e. — Elle peut être définie comme étant le rapport de la puissance de bruit délivrée par le cristal à la puissance délivrée par une résistance $KT_0\Delta f$, à la température de référence $T_0 = 290°$ K (6) [14].

Cette température est encore une caractéristique propre du cristal. Mais si l'on remarque, d'une part, qu'elle est égale à l'unité lorsqu'aucun courant ne traverse le cristal et qu'elle croît linéairement avec celui-ci (7) (*fig.* 18 *a*), mais que d'autre part, la perte de conversion, infinie pour une puissance d'oscillateur local nulle, décroît à peu près hyperboliquement avec celle-ci (*fig.* 18 *b*), on conçoit qu'il existe un niveau optimum (*fig.* 18 *c*), pour la puissance d'oscillateur local qui doit être déterminée pour chaque type de cristal par l'expérience.



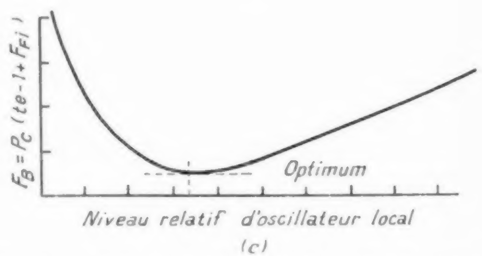


Fig. 18. — Température équivalente, pertes de conversion, facteur de bruit en fonction du niveau d'oscillateur local.

Par ailleurs, l'oscillateur local délivre généralement de part et d'autre de la raie principale de son spectre, des fréquences de bruit, qui chaque fois qu'elles diffèrent, soit entre elles, soit avec la raie principale d'une valeur égale à la fréquence intermédiaire du

(6) Expression bien connue du « bruit de Jonhson ».

(7) Ce courant continu résulte de la détection de la tension d'oscillateur local appliquée au mélangeur.

récepteur, donnent lieu à un signal indésirable qui augmente la valeur apparente de la température équivalente du cristal et, par conséquent, affecte le facteur de bruit.

Cet effet est particulièrement sensible pour les radars fonctionnant dans la bande des 3 cm [15], mais peut également prendre de l'importance à 10 cm avec certains types d'oscillateurs.

Il est d'autant plus atténué que la valeur de la fréquence intermédiaire du récepteur est plus élevée, malheureusement, dans ce cas-là aussi un compromis doit être réalisé, l'augmentation de la fréquence intermédiaire rend plus difficile l'obtention d'un bon facteur de bruit (F_{FI}) pour le préamplificateur.

C'est pour pallier cet inconvénient que les mélangeurs équilibrés (ou symétriques) se sont généralisés ces dernières années, leur propriété principale étant d'introduire un taux d'élimination important du bruit en provenance de l'oscillateur local. Nous ne reviendrons pas sur le principe bien connu de l'élimination de ce bruit dans les mélangeurs équilibrés [16], nous rappellerons seulement que le taux d'élimination est théoriquement infini lorsque les deux cristaux ont la même perte de conversion et que l'entrée du préamplificateur est parfaitement équilibrée. Si les pertes de conversion sont différentes et égales respectivement à P_{c1}, P_{c2}, ce taux devient :

$$\alpha = \frac{(\sqrt{P_{c1}} + \sqrt{P_{c2}})^2}{(\sqrt{P_{c1}} - \sqrt{P_{c2}})^2}.$$

Si l'on considère que dans une bonne série de cristaux, la perte de conversion ne diffère pas de plus d'un décibel, ce taux est de l'ordre de 25 dB, et reste supérieur à 15 dB pour des cristaux dans lesquels elle différerait de 3 dB.

4.1.2. Élargissement des bandes passantes. — La bande passante haute fréquence d'un mélangeur sera définie par les fréquences entre lesquelles le facteur de bruit n'excède pas celui mesuré à la fréquence centrale, d'une valeur fixée par le Cahier des Charges.

Les causes de cette détérioration sont liées aux variations en fonction de la fréquence des paramètres déterminant le facteur de bruit optimum. Dans le cas du mélangeur simple, par exemple, la bande passante est généralement imposée par la variation de l'impédance haute fréquence du cristal, c'est-à-dire son « adaptation ». Pour les mélangeurs équilibrés, le circuit hybride (Té magique, jonction 3 dB, anneau) peut parfois être un facteur limitatif à l'extension de la bande passante.

C'est particulièrement cette dernière condition, à laquelle sont venues s'ajouter des considérations de simplification de construction et d'encombrement qui a conduit à utiliser successivement comme circuit hybride le Té magique en guides, le Té magique

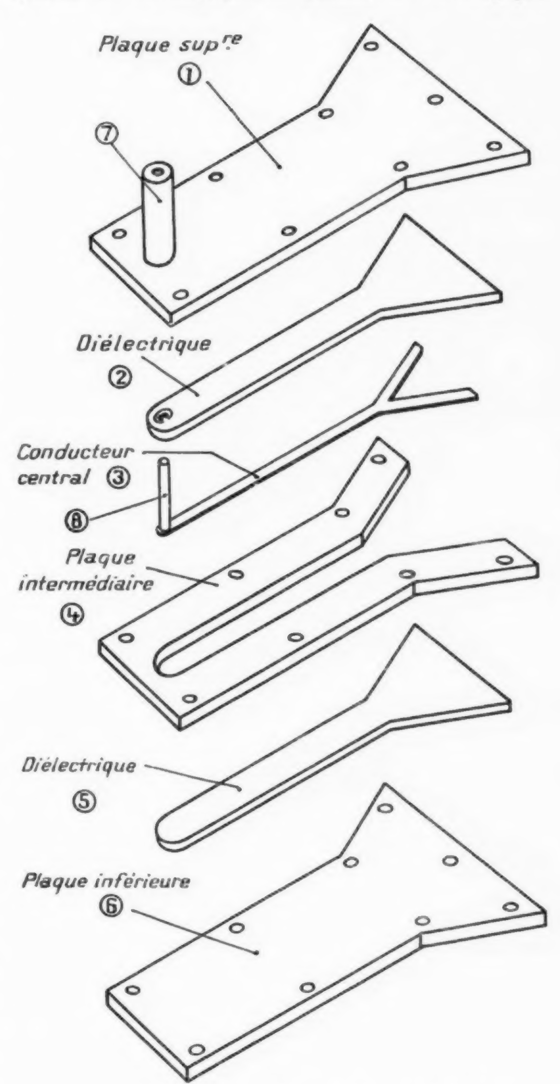


Fig. 19. — Jonction « en Y » réalisée en « tri-plaques » (vue éclatée).

mixte guide-coaxial, les jonctions « 3 dB », et enfin les circuits en anneaux sur « tri-plaques », dans la série des mélangeurs décrite ci-dessous.

4.1.3. Simplification du matériel. — Le Té magique en guides, fut l'un des premiers circuits

utilisés dans les mélangeurs symétriques. La difficulté à réaliser une pièce parfaitement symétrique, par l'assemblage de portions de guide dirigées suivant trois axes, lui fit préférer la jonction hybride 3 dB, qui, tout en remplissant les mêmes fonctions était beaucoup plus facile à construire, présentait un encombrement plus réduit et des performances au moins équivalentes.

La mise au point d'un Té magique mixte, dont l'un des bras est un guide, et les trois autres des coaxiaux, permet encore de réduire l'encombrement quoique l'adoption de ce système ait également été inspirée par des considérations d'ordre électrique qui seront examinées ci-dessous lors de la description du mélangeur utilisant ce dispositif.

Suivant en ceci la même évolution que les organes radioélectriques comportant un câblage, les éléments hyperfréquences des mélangeurs font maintenant appel à la technique des circuits imprimés pour réaliser leurs circuits.

Cette pratique relativement récente appliquée aux hyperfréquences représente une très grande simplification de construction particulièrement pour une fabrication en série dans laquelle ces éléments peuvent être obtenus par photogravure.

Pour réaliser des mélangeurs U. H. F. selon ce principe, un nouveau type de ligne hyperfréquence [17] a été étudié. Cette ligne dérive du système connu sous le nom de « tri-plaques » ou « sandwich », mais son originalité réside dans le fait d'avoir inclus dans la structure même de la ligne, le blindage nécessaire à tout système utilisé dans un récepteur radar. Ceci est obtenu en réunissant électriquement les plaques inférieure et supérieure à une distance telle de l'axe longitudinal, que l'impédance caractéristique n'en soit pas affectée. Ceci permet de ne maintenir cette continuité électrique, que là où elle est nécessaire dans son rôle de blindage, sans modifier le comportement de la ligne.

La figure 19 montre à titre d'exemple le mode particulier de réalisation d'une jonction en Y dans laquelle la paroi a été supprimée entre les deux branches, là où elle ne jouait aucun rôle de blindage.

L'examen de la figure fait ressortir la facilité de construction de circuits hyperfréquences bâtis selon ce principe. Le conducteur central (repère 3) a été représenté indépendant, mais peut être obtenu par photogravure sur la pièce en diélectrique repère 5. Ainsi, seule la plaque intermédiaire (repère 4) exige un usinage (d'ailleurs assez simple), les autres parties constituantes étant des plaques découpées.

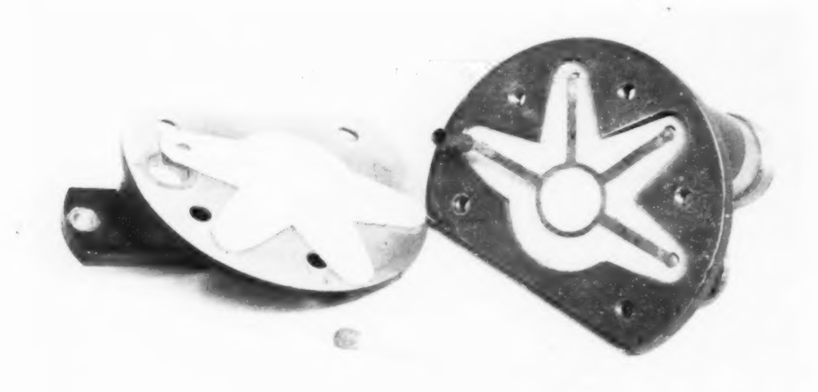


Fig. 20. — Circuit en anneau « tri-plaques » (vu démonté).

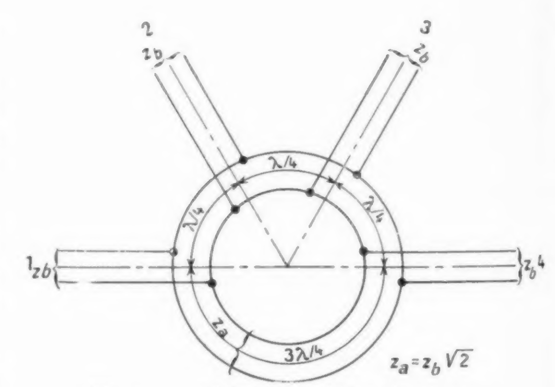


Fig. 21. — Schéma de principe d'un anneau.

La figure 20 représente un circuit en anneau réalisé selon ce procédé et qui a servi de pièce d'étude

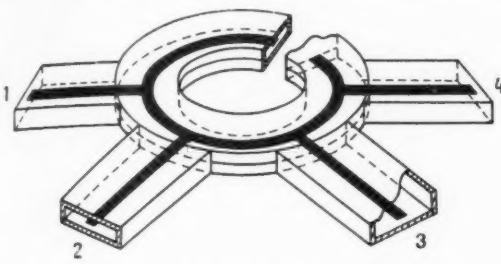


Fig. 22. — Vue théorique d'un circuit en anneau.

La figure 21 est le schéma électrique d'un tel anneau ramené aux lignes bifilaires et la figure 22 est une vue hypothétique d'un système équivalent ne mettant pas en œuvre le procédé et en montre la complexité éventuelle de réalisation.

Nous allons montrer maintenant par quelques exemples la concrétisation de ces tendances dans les réalisations pratiques.

4.2. Réalisations.

La figure 23 groupe quatre types de mélangeurs conçus pour fonctionner dans la bande 3 cm.



Fig. 23. — Quatre types de mélangeurs 3 cm :
A Tés magiques en guide (en bas à gauche); A jonctions 3 dB (en haut à gauche);
A Tés mixtes guide coaxial (en bas à droite); En circuits « tri-plaques » (en haut à droite).

au mélangeur « tri-plaques » décrit ci-dessous. Son originalité (Brevet cité en référence [18], réside également dans le fait d'avoir réduit au minimum la longueur des quatre bras de l'anneau en les confondant avec les transitions ligne à coaxial servant aux sorties.

On y remarque :

— en bas à gauche un mélangeur à Tés magiques en guides;

— en haut à gauche un mélangeur à jonctions 3 dB;

— en bas à droite un mélangeur à Tés mixtes guide et coaxiaux;

— en haut à droite un mélangeur en circuits tri-plaques.

4.2.1. Mélangeur a Tés magiques en guides. — Ce mélangeur parfaitement classique est composé de trois Tés magiques, dont deux (sur l'avant de la photo) sont les mélangeurs équilibrés de la voie « signal » et de la voie « C. A. F. », le troisième assurant la distribution de puissance d'oscillateur local ainsi que leur découplage. Équipé de cristaux du type IN 23 C, son facteur de bruit est inférieur à 12 dB dans la bande de fréquence (8 500 à 9 600 Mc/s) [8]. On remarquera la complexité de ce modèle qui ne comporte pas moins de quatre brides d'assemblage et dont la forme et le volume le rendaient malaisément intégrable dans un matériel moderne.

4.2.2. Mélangeur a jonctions équilibrées (3 dB). — Cet élément, également du type « symétrique » est la transposition du modèle précédent, les jonctions hybrides (3 dB) ayant remplacé les Tés magiques. La construction, exécutée également à partir du guide standard, est devenue beaucoup plus aisée et elle ne comporte aucune bride d'assemblage. Dans un volume plus réduit que le précédent on a pu admettre un second oscillateur local destiné à permettre la réception des signaux des « balises » (de fréquences différentes de celles du radar). Les montages cristaux « inversés » [9] qui l'équipent évitent la construction toujours délicate du transformateur équilibré adaptant l'entrée du préamplificateur, en permettant l'emploi d'un quadripôle équivalent. Les performances de facteur de bruit sont identiques au modèle précédent pour la même bande de fréquence.

4.2.3. Mélangeur a Tés mixtes guide et coaxiaux. — La figure 24 montre le principe du Té magique guide-coaxial qui est l'élément constitutif de base de ce mélangeur. Cette jonction qui jouit des mêmes propriétés que le Té magique classique, a encore permis de réduire les dimensions et le poids de ce matériel destiné à un radar aéroporté. Ce mélangeur présente en outre, la particularité d'avoir une sortie à fréquence intermédiaire commune pour les deux cristaux. En effet, ceux-ci, de polarités inverses, sont mis en parallèle au point « a » (*fig.* 25) qui est ainsi un « point chaud » moyenne

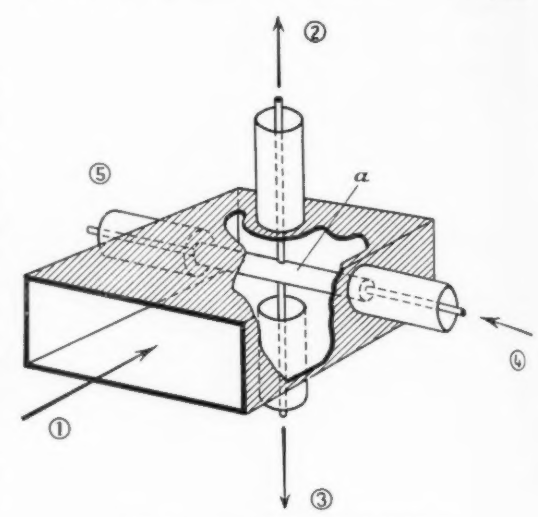


Fig. 24. — Té mixte guide-coaxiaux.

fréquence. L'autre pôle du cristal est mis à la masse moyenne fréquence par un condensateur « by pass »

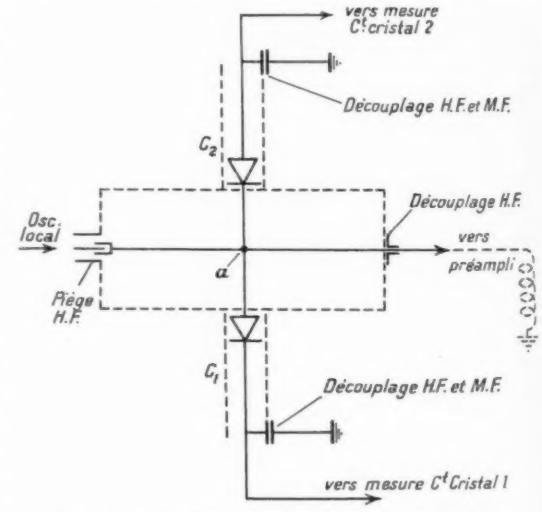


Fig. 25. — Mélangeur à Té mixte guide-coaxiaux. Schéma de principe du montage des cristaux.

à travers lequel est sorti le fil de mesure du courant de polarisation. L'une des extrémités (4) de la barre transversale de la jonction comporte un piège haute fréquence bloquant la moyenne fréquence et

[8] Avec un préamplificateur à F. I. équipé d'un tube 6AK 5 de facteur de bruit 1,9.

[9] A l'époque où fut construit ce mélangeur, les cristaux n'étaient commercialisés qu'avec une polarité unique.

assurant l'entrée de l'oscillateur local, l'autre extrémité (5) comporte un découplage haute fréquence et assure la sortie de la moyenne fréquence.

triques, qui permettent l'emploi d'un seul type de cristal, pour les deux polarités exigées par les mélangeurs équilibrés.



Fig. 26. — Mélangeur à circuits « tri-plaques ».

Cette disposition assure une très bonne accessibilité aux cristaux et permet en outre de réaliser un mélangeur présentant une très faible capacité de sortie moyenne fréquence nécessaire dans certaines applications nouvelles.

Équipé de cristaux coaxiaux de polarités inverses le facteur de bruit de ce mélangeur est inférieur à 10 dB dans toute la bande (avec un préamplificateur à F.I. de facteur de bruit 1,65).

4.2.4. Mélangeur a circuits « tri-plaques » (*fig.* 26). — Ce mélangeur est constitué par trois anneaux, conçus selon le principe décrit au paragraphe 4.1.3 et réunis sur une même plaque rectangulaire de 85 × 60 mm.

Les quatre cristaux sont sur une face tandis que les entrées « signal », « C. A. F. » et oscillateur local sont localisés sur l'autre. La liaison au duplexeur se fait par l'intermédiaire d'une transition guide-coaxial visible à l'avant de la figure 26. La figure 27 est le schéma synoptique de ce mélangeur.

Les cristaux qui l'équipent sont d'un type nouveau. Ce sont des diodes au germanium hermétiquement scellées dans une petite enveloppe de verre cylindrique comportant deux embouts de sortie, symé-

Les caractéristiques avancées par le constructeur sont les suivantes :

Pertes de conversion (dB, max)	6
Température de bruit équivalente (max)	1,4
Impédance F. I. (Ω)	200
Résistance aux chocs électriques (erg, min)	1,3
Dégradation du facteur de bruit à 90° C (dB)	1 env.

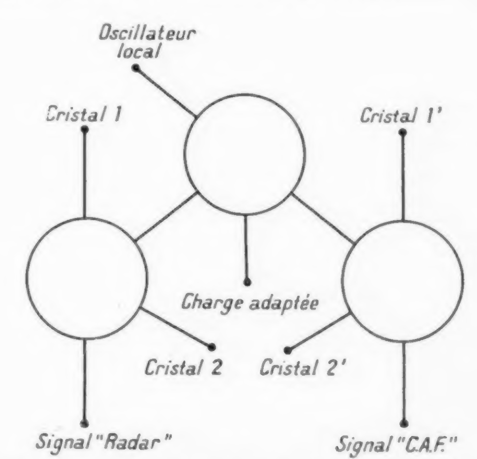


Fig. 27. — Schéma de principe du mélangeur « tri-plaques ».

Elles ont été confirmées par les performances obtenues sur le mélangeur ainsi équipé. En effet, suivi d'un préamplificateur de facteur de bruit 1,65 (en rapport), une série de mesures effectuées dans la bande 8 200 à 9 700 Mc/s avec différents cristaux non sélectionnés a toujours donné pour le facteur de bruit du mélangeur complet un chiffre inférieur à 7,7 dB. L'altération du facteur de bruit en fonction de la température à pu être chiffrée à 0,1 dB environ à 70° C et à 0,8 dB à 90° C.

homothétiquement au mélangeur 3 cm, et dont les dimensions sont de 170 × 115 mm.

Ce mélangeur, également équipé de cristaux au germanium peut fonctionner dans la bande de fréquence de 2 800 à 3 800 Mc/s en présentant un facteur de bruit inférieur à 7,5 dB (F_{FI} du préamplificateur 1,34).

Après examen de la figure 29, tout commentaire serait superflu quant au gain en volume, et en facilités de construction avec ce dernier mélangeur.

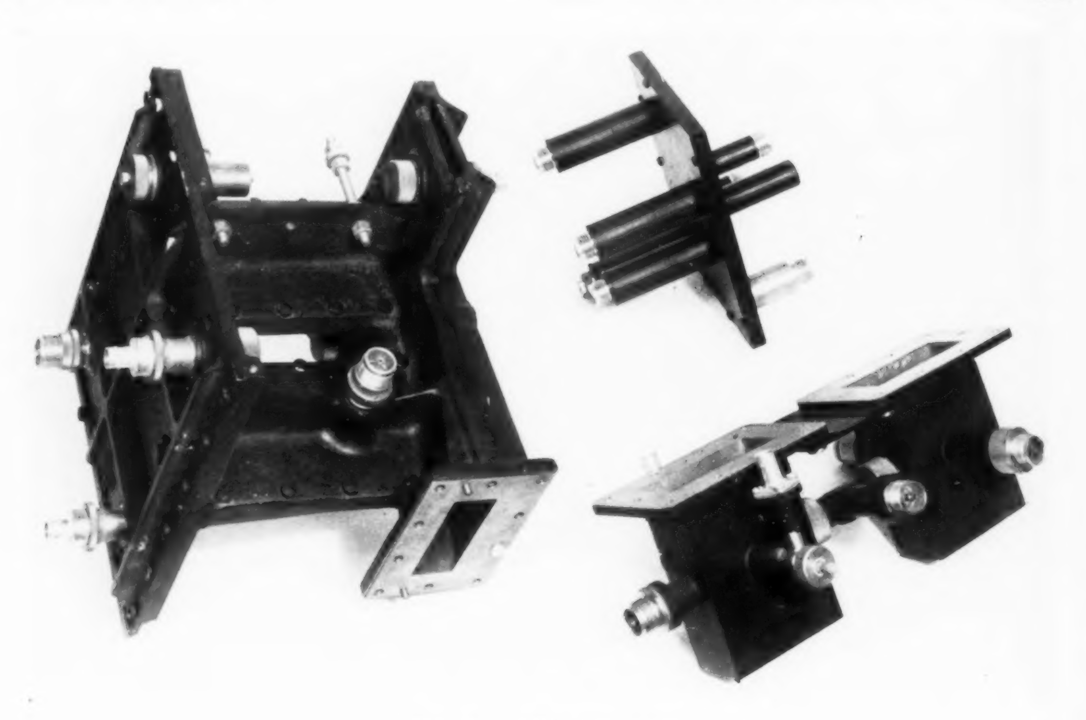


Fig. 28. — Mélangeur 10 cm.
A gauche : à Tés sur guide; En bas à droite : à Tés mixtes guide coaxial; En haut à droite : en circuits « tri-plaques ».

La bande passante 8 200 à 9 700 Mc/s est limitée par l'adaptation des cristaux, les circuits en anneaux du mélangeur lui-même conservant leurs propriétés dans la bande 7 500 à 10 000 Mc/s.

1.2.5. Mélangeurs pour la bande 10 cm. — La figure 28 représente trois mélangeurs conçus pour fonctionner dans la bande de fréquence s'étendant de 2 900 à 3 550 Mc/s.

Ces trois mélangeurs sont les répliques exactes des modèles correspondants de la bande 3 cm décrits au paragraphe précédent.

On remarquera, le modèle « tri-plaques » construit

Le gain de poids par rapport au modèle à Tés magiques en guides est de l'ordre de 6 kg.

5. CONCLUSION.

Nous avons tenté au cours de cet article d'esquisser à grands traits les tendances qui, ces dernières années, ont particulièrement influencé la conception et les réalisations des principaux éléments hyperfréquences entrant dans un émetteur-récepteur de radar.

Cette évolution peut être résumée ainsi :

En ce qui concerne les circuits d'émission, appa-

rition et généralisation des lignes unidirectionnelles à ferrite, assurant une meilleure stabilité et une plus grande sécurité de fonctionnement du tube émetteur.

Pour les duplexeurs, contrainte de suivre la courbe ascendante de la puissance des émetteurs.

Pour les mélangeurs, recherche constante du facteur de bruit minimum.

Pour l'ensemble du matériel, élargissement de la bande passante hyperfréquence, et enfin, simplification tant électrique que mécanique devant conduire à des ensembles plus compacts, plus légers, plus économiques et d'une sécurité d'exploitation toujours accrue.

Nous ne saurions terminer cet exposé sans remercier M. Naday, Directeur du Département « Radar », pour les conseils qu'il nous a prodigués, et MM. R. Taupin et Thai Ngo Hai qui ont eu la charge des diverses réalisations présentées ici.

BIBLIOGRAPHIE.

[1] P. Guénard, O. Dœhler, B. Epsztein et R. Warnecke, *Nouveaux oscillateurs à large bande d'accord électronique pour hyperfréquences* (*C. R. Acad. Sc.*, t. 235, 1952, p. 236).

[2] P. Palluel, *Récents développements dans le domaine des tubes « Carcinotron O »*. (*L'onde électrique*, n° 349, avril 1956 et *Ann. Radioélectr.*, t. 11, n° 44, avril 1956).

[3] J. Ortusi. — *Propagation des ondes électromagnétiques de haute fréquence* (*Société Française de Documentation Électronique*, Troisième partie, p. 115, 116 et 117).

[4] J. Benoit, *Introduction à l'étude des phénomènes magnéto-optiques dans les ferrites, dans le domaine des hyperfréquences* (*L'onde électrique*, n° 351, juin 1956).

[5] A. Vassiliev, *Les ferrites* (*Ann. Radioélectr.*, t. 12, n° 47, janvier 1957).

[6] L. D. Smullin et C. G. Montgomery, *Microwave duplexers* (sect. 8.5, série M.I.T., n° 14).

[7] L. D. Smullin et C. G. Montgomery, *Microwave duplexers* (sect. 8.11, série M.I.T., p. 357-361).

[8] H. F. Riblet, *Short slot hybrid jonction* (*Proc. Inst. Radio Eng.*, février 1952, n° 40, p. 180).

[9] Harold Heins, *Radar duplexer uses dual T. R. tubes* (*Electronics*, August 1954, p. 149-151).

[10] P. Vincent, Brevet français n° 1.089.658 du 22 janvier 1954.

[11] R. Jean et D. Reverdin, *Le tube de commutation à couplage total* (*Ann. Radioélectr.*, t. 11, n° 44, avril 1956).

[12] Peter D. Strum, *Some aspects of mixer crystal performance* (*Proc. Inst. Radio Eng.*, t. 41, July 1953, p. 875-889).

[13] W. L. Pritchard, *Notes on a crystal mixer performance* (*Trans. Inst. Radio Eng.*, t. 3, janvier 1955, n° 1, p. 37-39).

[14] H. C. Torrey et C. A. Whitmer, *Crystal rectifiers* (sect. 2.5, p. 26; sect. 6.1, p. 179; série M.I.T., n° 15).

[15] R. V. Pound et E. Durand, *Microwave mixers* (série M. I. T., n° 16, chap. V, sect. 5.2, p. 237-341).

[16] R. V. Pound et E. Durand, *Microwave mixers* (série M. I. T., n° 16, chap. VI, sect. 6.1, p. 257-258).

[17] P. Tcheditch et Ngo Hai Thai, Brevet français déposé le 25 octobre 1956 sous le n° 724.485.

[18] P. Tcheditch et Ngo Hai Thai, Brevet français déposé le 29 octobre 1956 sous le n° 724.685

UTILISATION D'UN SYSTÈME ANALOGIQUE POUR LA STABILISATION D'UNE ANTENNE RADAR [1]

PAR H. POINSARD

Département « Radar »
du Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de T. S. F.

SOMMAIRE. — *Après quelques considérations générales sur le problème de la stabilisation d'une antenne aéroportée, l'auteur examine le procédé de la stabilisation en ligne de visée. Il rappelle ensuite les équations qu'il est nécessaire de résoudre pour obtenir un asservissement correct de l'angle d'élévation de l'antenne et une représentation utilisable des renseignements fournis par le radar. Un système analogique relativement simple, de faible encombrement, consommant peu de puissance, permet cette résolution. Après la description du principe de fonctionnement, une réalisation pratique est examinée.* (C. D. U. : 621.396.676.)

SUMMARY. — *After a few general considerations on the problem of the stabilisation of an airborne antenna, the author examines the process of line of sight stabilisation. He then sets out the equations which have to be solved in order to obtain correct control of the antenna's angle of elevation and useable representation of the radar data. A relatively simple analogue system, of small bulk and taking a small amount of power, enables this solution to be obtained. After setting out the principle of operation the author examines a practical design.*
(U. D. C. : 621.396.676.)

1. INTRODUCTION.

Les antennes radar de surveillance ont pour but l'exploration d'un domaine angulaire de l'espace fixé *a priori*, et, en outre, la détermination des coordonnées d'un objectif situé éventuellement à l'intérieur de ce domaine. Si la distance d'un tel objectif peut être connue avec précision et sans ambiguïté, on se heurte, par contre, à certaines difficultés lors de la détermination des coordonnées angulaires.

En effet, un compromis doit être trouvé entre la précision en direction, inversement proportionnelle à la largeur de faisceau, et l'amplitude du domaine exploré au cours d'un cycle de balayage de durée donnée, puisqu'il est nécessaire, toutes choses égales d'ailleurs, de recevoir un nombre minimum d'informations à chaque passage du faisceau sur l'objectif.

Ainsi, pour une antenne terrestre tournant autour d'un axe vertical, possédant un faisceau étroit dans le plan horizontal et large dans le plan vertical, la précision en gisement peut être bonne ($\simeq 0°,5$, par exemple); elle est, par contre, pratiquement nulle en site.

C'est le cas des antennes de couverture totale dites « en cosécante carrée ». Dans le cas d'une antenne dont le faisceau est relativement étroit et de révolution autour de l'axe coïncidant avec la direction du maximum de rayonnement, il est possible d'obtenir une précision suffisante simultanément en gisement et en site; mais il est alors nécessaire, pour explorer un domaine suffisant, de faire varier suivant un programme défini le site moyen du domaine élémentaire parcouru au cours d'un cycle de balayage en gisement. Dans les deux cas les coordonnées angulaires des objectifs, à la demi-largeur du diagramme près, s'obtiennent direc-

---

[1] Manuscrit reçu le 17 janvier 1957.

tement par lecture des angles de circulaire et d'élévation autour des axes de rotation correspondants.

Le problème d'un radar de surveillance aéroporté, qui nous occupera désormais, se présente d'une manière tout à fait analogue et les deux types d'antennes sont possibles. Il s'agit généralement de détecter et de localiser des objectifs situés dans un plan horizontal. Mais ici, une difficulté supplémentaire apparaît immédiatement : la représentation obtenue sur un indicateur panoramique n'est correcte que si l'axe de rotation en circulaire de la plate-forme d'antenne, liée à l'avion, est vertical. Or, l'avion porteur peut être animé de mouvements imprévisibles de roulis et de tangage; il peut cabrer, piquer, amorcer un virage, ou encore explorer la zone à surveiller en décrivant des cercles concentriques.

Dans ces conditions, la plate-forme d'antenne n'est pas stable; le domaine exploré n'est plus centré sur la verticale de l'avion; des pertes de portée considérables peuvent avoir lieu dans certaines zones, variant avec les évolutions de l'avion. En outre, les renseignements angulaires, fournis à l'indicateur panoramique notamment, sont erronés; l'image, changeant à chaque instant, est brouillée et elle peut devenir complètement inexploitable.

Il convient de remédier, au moins partiellement, à tous ces inconvénients qui diminueraient notablement les performances d'un radar de veille et de bombardement aéroporté. Nous nous proposons de rappeler brièvement les avantages et inconvénients des solutions possibles, et, ensuite d'examiner une réalisation pratique à bord d'un avion de surveillance.

2. LA STABILISATION A BORD D'AVION.

Il s'agit de trouver un procédé permettant :

a. l'exploration d'un domaine fixé à l'avance;

b. la détermination correcte des positions angulaires des objectifs passant dans le faisceau d'antenne;

c. la représentation stable de ces objectifs sur un indicateur afin d'exploiter rapidement les renseignements présentés.

La solution la plus efficace consiste à stabiliser horizontalement la plate-forme supportant l'antenne et ses mécanismes d'entraînement à partir des renseignements angulaires fournis par une centrale de verticale gyroscopique.

Deux asservissements doivent faire tourner cette plate-forme autour des deux axes d'une suspension Cardan, respectivement parallèles à ceux de la suspension du gyroscope et montés dans le même ordre. Dans ce cas, il est pratiquement nécessaire d'installer également sur la plate-forme tous les circuits d'émission et de réception haute fréquence à moins de consentir à l'utilisation de quatre joints tournants avec tous les inconvénients que cela présente. En outre, et c'est là le plus grand inconvénient, le radome ventral de protection doit avoir des dimensions très importantes; en effet, il doit permettre d'assurer librement tous les mouvements relatifs de l'aérien et de ses mécanismes dans les conditions extrêmes de roulis et de piqué-cabré; le poids d'un tel radome peut devenir prohibitif. Dans le cas le plus fréquent où l'antenne effectue une rotation complète en circulaire pour explorer tout l'espace en gisement, cette servitude devient particulièrement gênante. Les servomécanismes nécessaires à la stabilisation doivent être assez puissants pour vaincre l'inertie de la plate-forme et de sa charge, et pour recopier sans retard appréciable les données de la centrale de verticale. Dans ces conditions, les renseignements angulaires fournis par l'antenne sont directement utilisables par un indicateur panoramique tournant en circulaire. En outre, tous les types de diagrammes sont possibles. Notons cependant, en toute rigueur, que l'image de l'indicateur n'est stable que si l'avion conserve un angle de cap constant : au cours d'un virage, l'axe de référence des gisements, projection de l'axe arrière-avant de l'avion sur la plate-forme, tourne dans l'espace, et il est clair qu'un même objectif est alors représenté par des positions différentes à chaque cycle de balayage.

Il suffit, pour stabiliser l'image, d'introduire l'angle de cap dans les circuits de l'indicateur de manière à l'ajouter à l'angle de circulaire.

Il apparaît finalement que cette méthode, malgré ses avantages, est très lourde. Elle est en général inacceptable dans un avion où les conditions de poids, d'encombrement, de puissance absorbée minimum sont impératives.

Remarquons qu'il est possible de réaliser une stabilisation approximative de la plate-forme si les mouvements autour de l'un des axes gardent une faible amplitude; par exemple un asservissement en roulis peut suffire si les angles de piqué-cabré sont faibles. Mise à part l'économie d'un servomécanisme, cette méthode présente pratiquement tous les inconvénients de la précédente.

Il est donc nécessaire d'employer un procédé mettant en œuvre le minimum de moyens et permettant cependant une représentation utilisable de

l'espace. La stabilisation simplifiée, dite « en ligne de visée », est la solution généralement adoptée.

— La plate-forme est solidaire de l'avion. L'antenne doit posséder au moins deux axes de rotation; un axe de rotation en circulaire OZ, perpendiculaire à la plate-forme, et un axe d'élévation OY', perpendiculaire au précédent et porté par lui (*fig.* 1).

Le procédé de stabilisation en ligne de visée, que nous allons examiner, consiste à asservir l'angle d'élévation E de telle manière qu'une direction de trièdre avion autour de OY et de OX pour l'amener de sa position initiale $OX_0Y_0Z_0$ à sa position actuelle. L'axe OZ_0 est vertical et dirigé vers le haut. Le trièdre de référence $OX_0Y_0Z_0$ coïnciderait donc avec le trièdre avion, si l'angle d'incidence était nul, en vol horizontal et rectiligne. Cet angle d'incidence peut être considéré, du point de vue qui nous occupe, comme un angle de piqué-cabré. Les paramètres définissant dans l'avion une direction OA liée au faisceau d'antenne sont les angles de circulaire C et d'élévation E qui permettent d'amener OA

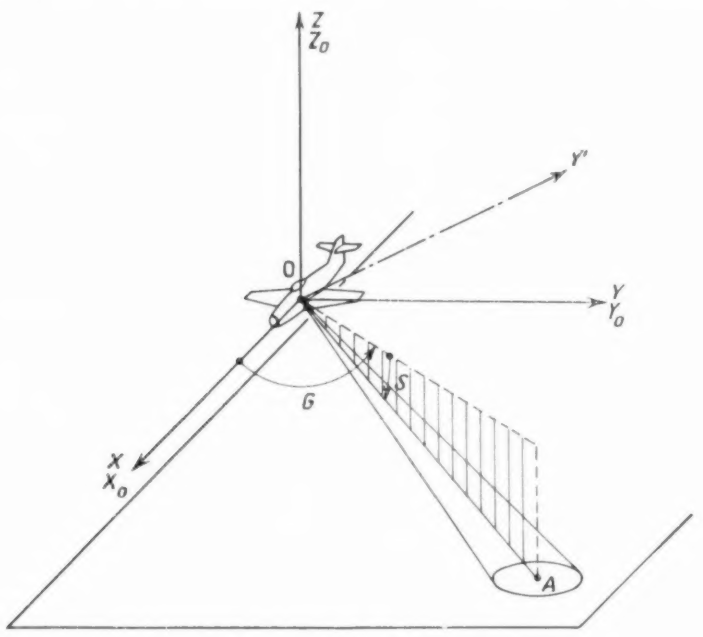


Fig. 1.

référence OA du faisceau garde un site constant au cours de la rotation en circulaire, quels que soient les mouvements de plate-forme.

3. LA STABILISATION EN LIGNE DE VISÉE.

Rappelons d'abord quelques définitions :

L'avion est défini par un trièdre trirectangle $OXYZ$ (*fig.* 2) dont l'origine est le centre de giration. Le plan OXZ est le plan de symétrie de l'avion. OX est l'axe arrière-avant, ou axe de roulis. OY est l'axe de piqué-cabré, OZ l'axe de lacet. Les paramètres définissant la position angulaire de l'avion dans l'espace sont les angles de piqué-cabré P et de roulis R dont il faut faire tourner successivement le

de la position initiale OX à sa position actuelle par des rotations successives d'angles C et E autour de l'axe de circulaire OZ et de l'axe d'élévation OY'.

Les angles définissant d'une manière analogue la direction OA dans le trièdre de référence sont le gisement G et le site S.

Considérons, pour fixer les idées, le cas d'une antenne à deux axes dont le faisceau est de révolution autour de la direction OA du maximum de rayonnement. Si le site du faisceau reste constant au cours d'un cycle de balayage en circulaire, le domaine exploré sur un plan horizontal est un anneau circulaire centré sur la verticale de l'avion. Il suffira à l'opérateur de faire varier le site de OA suivant un programme choisi à l'avance pour explorer en totalité ou en partie l'espace au-dessous de lui.

Il n'est plus nécessaire ici de stabiliser un ensemble à grande inertie à l'aide de puissants servomécanismes, mais seulement d'asservir l'aérien en élévation. Auprès d'avantages évidents, cette méthode présente cependant quelques inconvénients :

a. L'exploration de l'espace n'est pas uniforme, car la vitesse de balayage en gisement oscille autour d'une valeur moyenne si la plate-forme n'est pas horizontale; le faisceau accélère son exploration de la surface dans certaines zones, il la ralentit dans d'autres;

les objectifs situés dans une petite zone angulaire centrée sur la direction OA choisie. Il serait d'ailleurs possible de pallier cet inconvénient en ajoutant un mécanisme entraînant l'aérien autour d'un troisième axe et permettant de faire tourner à chaque instant le faisceau autour de OA pour l'amener à sa position normale. On abandonne en général cette complication supplémentaire, nécessitant un asservissement de plus, pour se limiter au cas de l'antenne à deux axes.

Finalement nous pouvons résumer les problèmes

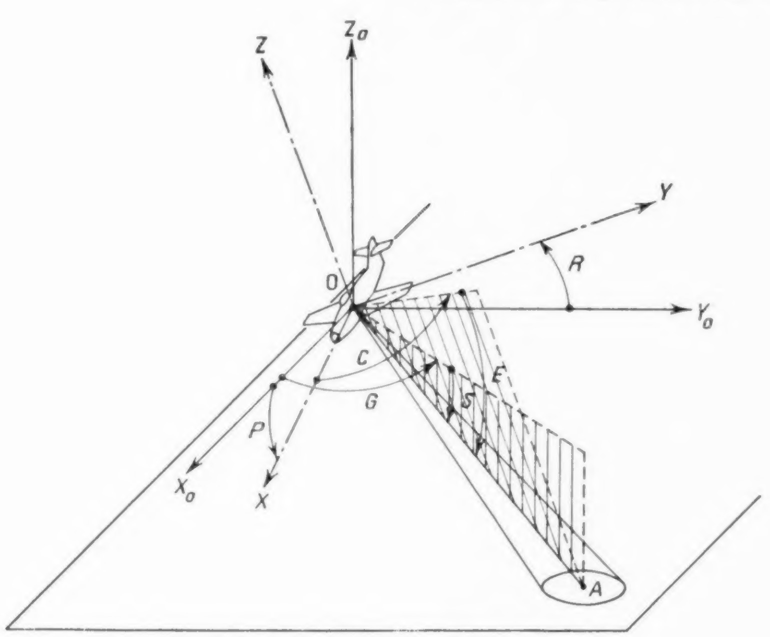


Fig. 2.

b. Contrairement au cas où la plate-forme est stabilisée, l'angle de gisement du faisceau ne s'identifie plus avec l'angle de circulaire correspondant; il est également fonction de la position de l'avion et du site choisi. Il faut donc, à chaque instant, le fournir à l'indicateur pour obtenir une image utilisable;

c. La méthode de stabilisation en ligne de visée n'est appliquable en principe que pour un faisceau de révolution. En effet, pour des angles de gisement et de site donnés, le faisceau tourne autour de sa direction de référence OA quand les angles P et R varient. Dans le cas d'une antenne à diagramme en cosécante carrée, par exemple, la représentation fournie par un indicateur panoramique, dont le rayon tournerait en synchronisme avec le gisement du faisceau, ne serait correcte et stable que pour

posés par la stabilisation en ligne de visée de la manière suivante :

— Étant donné un mouvement en circulaire $C(t)$, on désire, afin d'explorer un domaine déterminé de l'espace, que la direction du faisceau d'antenne conserve un site constant S, fixé à l'avance, quels que soient les mouvements de plate-forme. Quel est alors l'angle d'élévation $E(t)$ qu'il est nécessaire d'afficher à chaque instant sur l'axe d'élévation ?

— La condition précédente étant réalisée, on désire connaître le gisement $G(t)$ du faisceau à chaque instant afin d'obtenir une représentation panoramique stable et sans distorsion de l'espace.

Nous nous proposons maintenant de voir quelle est la forme analytique des expressions fournissant G

et E en fonction des différents paramètres P, R, S et C, et ensuite, de montrer comment un calculateur analogique relativement simple permet de répondre aux problèmes posés.

4. CALCUL DES CORRECTIONS ANGULAIRES.

4.1. Définitions.

Les différents trièdres utilisés sont tous directs.

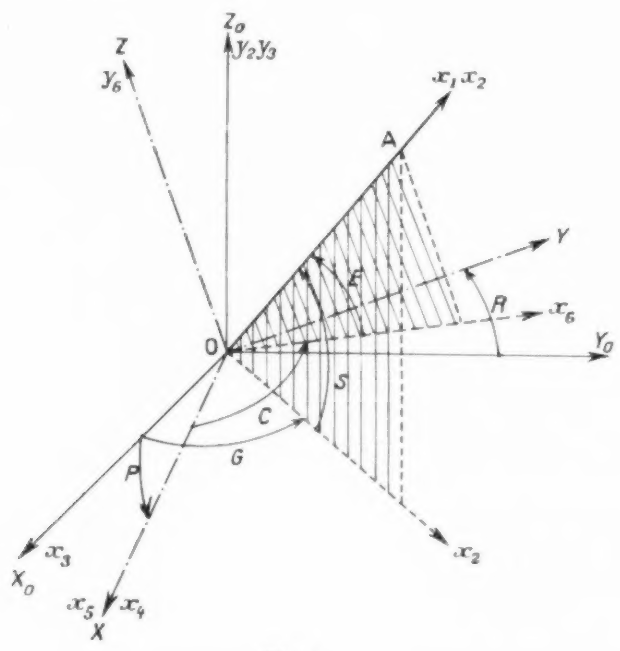


Fig. 3.

Les rotations positives autour d'un axe quelconque de l'un de ces trièdres sont donc définies sans ambiguïté.

La projection OX_0 de l'axe arrière-avant OX de l'avion sur le plan horizontal OX_0Y_0 définit la référence à partir de laquelle on mesure l'angle de gisement G d'une direction OA (*fig.* 3). Le site S est l'angle compris entre OA et sa projection sur le plan horizontal. Il est positif lorsque OA est du même côté que OZ_0 par rapport au plan horizontal. Les angles C et E sont définis d'une manière analogue dans le trièdre avion $OXYZ$. P est l'angle que fait OX avec sa projection sur le plan horizontal. Il est positif quand l'avion pique. R est l'angle de la rotation autour de OX qui permet d'amener OY de sa position initiale OY_0 à sa position actuelle. R est positif quand l'aile droite de l'avion est au-dessous du plan horizontal; l'angle de roulis n'est donc pas, en général, mesuré dans un plan vertical.

Dans le cas de la figure 3, les angles P, R, G, S, C, E sont positifs.

4.2. Calcul.

Définissons la direction de visée par le vecteur unitaire $\vec{OA}$. Nous considérerons sept trièdres de référence trirectangulaires dans lesquels nous calculerons successivement les coordonnées du vecteur $\vec{OA}$. Des matrices de transformation de coordonnées nous permettront de passer du système S_n au système S_{n+1} ou S_{n-1} en introduisant chaque fois l'un des six angles intervenant dans le problème.

Le schéma synoptique ci-dessous résume le mécanisme du calcul :

$$\vec{OA} \rightarrow [S_1] - (/S/) - [S_2] - (/G/) - [S_3] - (/P/) - [S_4] \rightarrow \begin{vmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{vmatrix} = f(/S/, /G/, /P/)$$

$$\vec{OA} \rightarrow [S_7] - (/E/) - [S_6] - (/C/) - [S_5] - (/R/) - [S_4] \rightarrow \begin{vmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{vmatrix} = g(/E/, /C/, /R/)$$

Système S_1 : $\overrightarrow{Ox_1}$ est porté par $\overrightarrow{OA}$, $\overrightarrow{Oy_1}$ est dans le plan vertical passant par $\overrightarrow{OA}$ et il est orienté de manière à présenter un site égal à $S + \frac{\pi}{2}$ dans le trièdre $OX_0Y_0Z_0$. Les coordonnées de $\overrightarrow{OA}$ dans S_1 sont

$$\begin{vmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Système S_2 : Il est déduit du premier par une rotation de $-S$ autour de $\overrightarrow{Oz_1}$. $\overrightarrow{Ox_2}$ est confondu avec la projection de $\overrightarrow{OA}$ sur le plan horizontal, $\overrightarrow{Oy_2}$ est confondu avec $\overrightarrow{OZ_0}$

$$\begin{vmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \end{vmatrix} = T_1 \begin{vmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad T_1 = \begin{vmatrix} \cos S & -\sin S & 0 \\ \sin S & \cos S & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Système S_3 : Il est déduit de S_2 par une rotation de $-G$ autour de $\overrightarrow{Oy_2}$. $\overrightarrow{Ox_3}$ est confondu avec $\overrightarrow{OX_0}$

$$\begin{vmatrix} x_3 \\ y_3 \\ z_3 \end{vmatrix} = T_2 \begin{vmatrix} x_2 \\ y_2 \\ z_2 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad T_2 = \begin{vmatrix} \cos G & 0 & \sin G \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin G & 0 & \cos G \end{vmatrix}.$$

Système S_4 : Il est déduit de S_3 par une rotation de $-P$ autour de $\overrightarrow{Oz_3}$ (direction opposée à celle de $\overrightarrow{OY_0}$). $\overrightarrow{Ox_4}$ est confondu avec $\overrightarrow{OX}$, $\overrightarrow{Oy_4}$ est dans le plan vertical OX_0Z_0

$$\begin{vmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{vmatrix} = T_3 \begin{vmatrix} x_3 \\ y_3 \\ z_3 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad T_3 = \begin{vmatrix} \cos P & -\sin P & 0 \\ \sin P & \cos P & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

On obtient finalement

$$\begin{vmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{vmatrix} = T_3 . T_2 . T_1 \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

et, en effectuant les calculs,

$$(1) \qquad \begin{cases} x_4 = \cos S \cos G \cos P - \sin S \sin P, \\ y_4 = \cos S \cos G \sin P + \sin S \cos P, \\ z_4 = -\cos S \sin G. \end{cases}$$

Système S_7 : $\overrightarrow{Ox_7}$ est confondu avec $\overrightarrow{OA}$. $\overrightarrow{Oy_7}$ est dans le plan ZOA perpendiculaire au plan de référence XOY de l'avion. $\overrightarrow{Oy_7}$ est orienté de manière à présenter un angle d'élévation $E + \frac{\pi}{2}$

$$\begin{vmatrix} x_7 \\ y_7 \\ z_7 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Système S_6 : Il est déduit de S_7 par une rotation de $-E$ autour de $\overrightarrow{Oz_7}$. $\overrightarrow{Ox_6}$ est confondu avec la projection de $\overrightarrow{OA}$ sur le plan XOY, $\overrightarrow{Oy_6}$ est confondu avec $\overrightarrow{OZ}$

$$\begin{vmatrix} x_6 \\ y_6 \\ z_6 \end{vmatrix} = T_6 \begin{vmatrix} x_7 \\ y_7 \\ z_7 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad T_6 = \begin{vmatrix} \cos E & -\sin E & 0 \\ \sin E & \cos E & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

Système S_5 : Il est déduit de S_6 par une rotation de $-C$ autour de $\overrightarrow{Oy_6}$. $\overrightarrow{Ox_5}$ est confondu avec $\overrightarrow{OX}$

$$\begin{vmatrix} x_5 \\ y_5 \\ z_5 \end{vmatrix} = T_5 \begin{vmatrix} x_6 \\ y_6 \\ z_6 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad T_5 = \begin{vmatrix} \cos C & 0 & \sin C \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin C & 0 & \cos C \end{vmatrix}.$$

Système S_4 : On retrouve le système S_4 en faisant tourner S_5 de l'angle $-R$ autour de $\overrightarrow{Ox_5}$

$$\begin{vmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{vmatrix} = T_4 \begin{vmatrix} x_5 \\ y_5 \\ z_5 \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad T_4 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos R & -\sin R \\ 0 & \sin R & \cos R \end{vmatrix}.$$

On obtient finalement :

$$\begin{vmatrix} x_4 \\ y_4 \\ z_4 \end{vmatrix} = T_4 . T_5 . T_6 \begin{vmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

et, en effectuant les calculs,

$$(2) \qquad \begin{cases} x_4 = \cos C \cos E, \\ y_4 = \cos R \sin E + \sin R \sin C \cos E, \\ z_4 = \sin R \sin E - \cos R \sin C \cos E. \end{cases}$$

La relation

$$y_4 \cos P - x_4 \sin P = \sin S,$$

obtenue immédiatement à l'aide des formules (1) permet d'écrire, en remplaçant x_4 et y_4 par les valeurs fournies en (2),

$$(3) \qquad [\sin R \cos P \sin C - \sin P \cos C] \cos E + [\cos R \cos P] \sin E = \sin S.$$

La relation (3) permet de calculer, en fonction des paramètres P et R, et de l'angle de rotation en circulaire lu sur la plate-forme, l'angle d'élévation E

dont il est nécessaire de faire tourner l'antenne pour que son faisceau garde un site constant S fixé à l'avance.

Une manipulation simple opérée sur les formules (2) donne

$$y_4 \sin R - z_4 \cos R = x_4 \operatorname{tg} C.$$

En remplaçant y_4 et z_4 par les valeurs fournies en (1) on obtient immédiatement :

$$(4) \quad [\sin P \sin R - \operatorname{tg} C \cos P] \cos G + [\cos R] \sin G = -[\operatorname{tg} C \sin P + \cos P \sin R] \operatorname{tg} S.$$

REMARQUE. — On adopte parfois, pour G, C et R, la convention de signe opposée à celle que nous avons choisie. Sur la figure 3 ces angles seraient négatifs. Il apparaît clairement que les relations (3) et (4) restent identiques.

5. UTILISATION D'UN MODÈLE ANALOGIQUE.

5.1. Principe de fonctionnement.

La résolution simultanée des équations (3) et (4) par des moyens conventionnels nécessiterait l'intervention d'un assez grand nombre d'asservissements et de transformateurs de coordonnées électromécaniques. De plus, un tel calculateur devrait avoir une bande passante de fréquences assez large pour suivre sans retard appréciable les variations des grandeurs d'entrée et fournir des résultats suffisamment précis. Il apparaît donc qu'il est nécessaire de s'orienter vers un autre mode de calcul, si l'on désire une résolution rigoureuse en ne mettant en œuvre que des moyens limités. Le calculateur analogique que nous allons décrire repose sur un principe très différent de celui des calculateurs usuels.

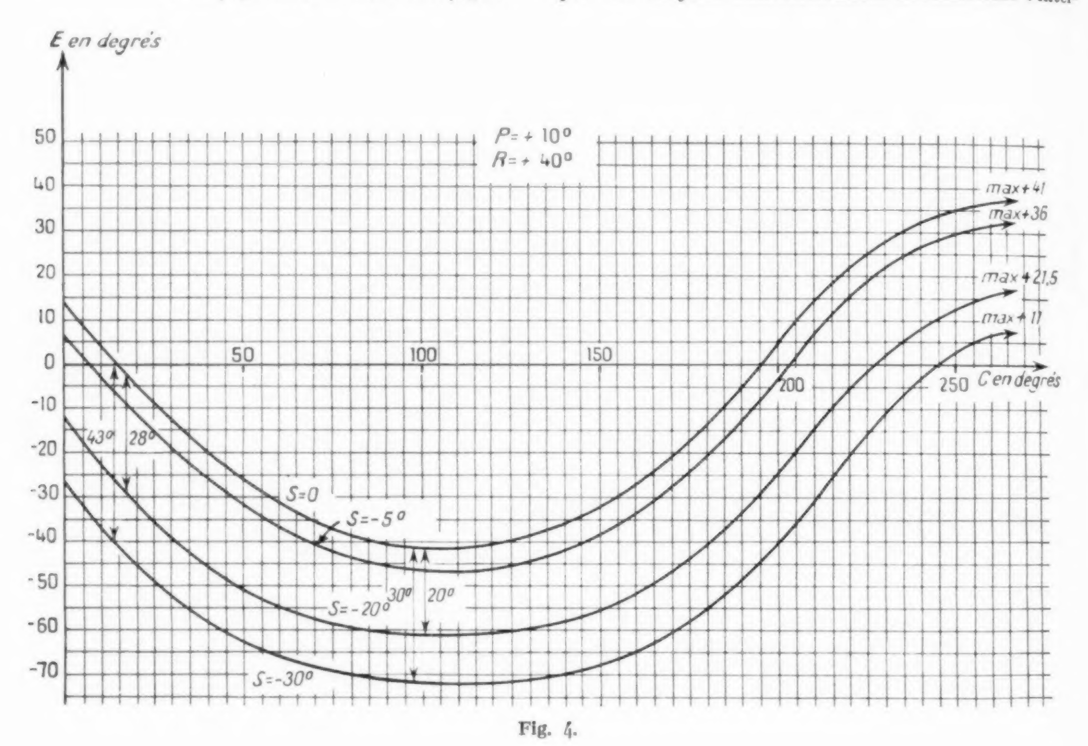


Fig. 4.

La relation (4) permet de calculer, en fonction de P, R et de l'angle de rotation en circulaire, l'angle de gisement G présenté par le faisceau d'antenne lorsqu'il garde un site constant S.

Les courbes de la figure 4 représentent, en fonction de la rotation de l'antenne, les valeurs de l'angle E à transmettre à l'axe d'élévation, pour quelques valeurs du site et des angles de roulis et de piqué-cabré fixes. Les courbes de la figure 5 représentent, en fonction de la rotation de l'antenne, les valeurs de la correction angulaire $G - C$ que subit le gisement du faisceau d'antenne pour les mêmes valeurs de R et P et des sites affichés de 0 et — 10°.

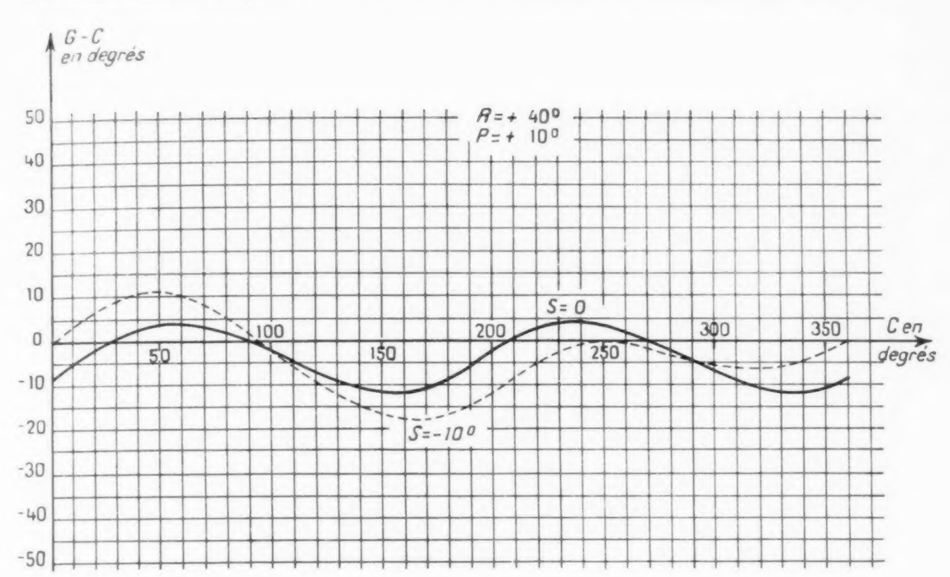


Fig. 5.

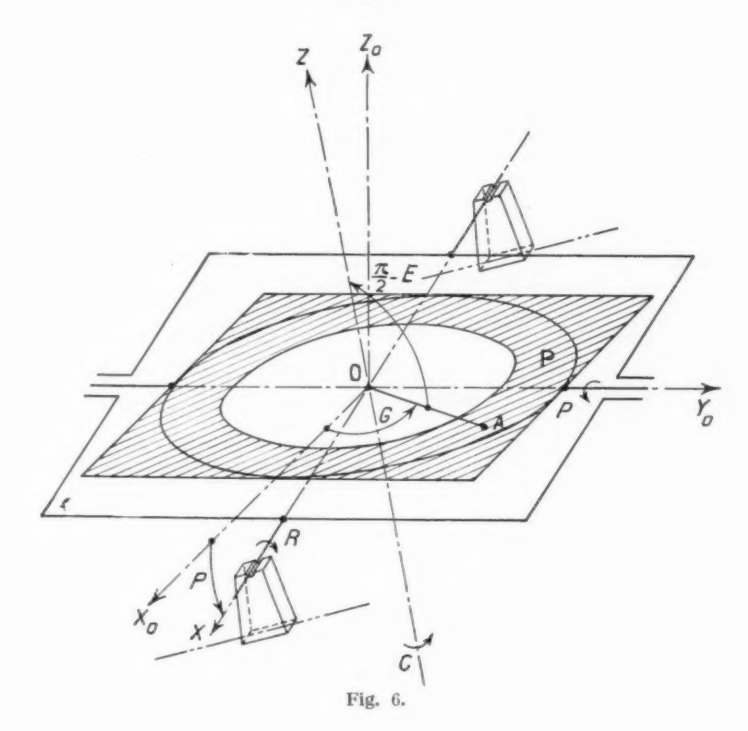


Fig. 6.

Considérons un plateau P de faibles dimensions (*fig.* 6), en forme d'anneau circulaire d'axe OZ_0. Supposons que ce plateau soit maintenu constamment horizontal au moyen d'une suspension Cardan constituée par un cadre mobile autour d'un axe parallèle à l'axe de roulis de l'avion et d'un second cadre, porté par le précédent et pouvant tourner autour d'un axe lié au premier cadre. Ce

second axe, perpendiculaire au premier, est parallèle à l'axe de piqué-cabré quand l'avion n'a pas de roulis.

Le point de concours O des deux axes est donc un point fixe de l'avion. Soit OX_0 la projection de l'axe de roulis sur le plateau. Cette direction, liée au plateau horizontal, permet de définir un trièdre $OX_0Y_0Z_0$ qu'il est naturel d'identifier avec le trièdre de référence dans lequel nous avons précédemment mesuré le gisement et le site d'une direction de l'espace.

E représente donc la correction angulaire qu'il est nécessaire d'appliquer sur l'axe d'élévation de l'antenne si l'on veut que la ligne de visée reste à chaque instant parallèle à OA, c'est-à-dire balaie horizontalement l'espace. L'angle que fait $\overrightarrow{OA}$ avec $\overrightarrow{OX_0}$ est l'angle de gisement G.

Supposons maintenant que nous voulions asservir le vecteur $\overrightarrow{OA}$ de telle façon qu'il soit toujours contenu dans le plan π et que simultanément son

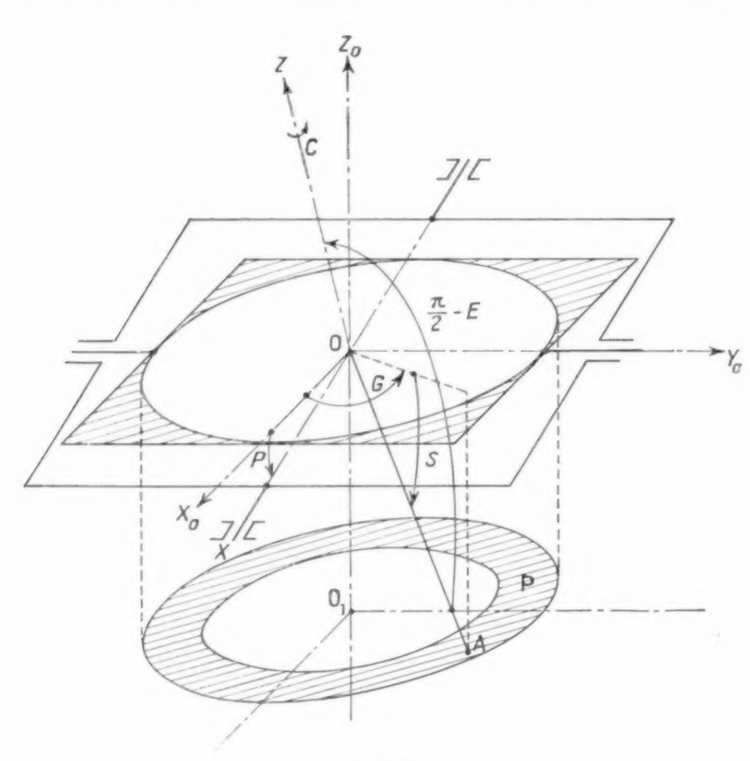


Fig. 7.

D'une manière analogue, il est possible d'identifier un trièdre $OXYZ$, de même origine, avec le trièdre avion. Considérons maintenant un plan π, passant par l'axe de rotation en circulaire OZ, et tournant autour de cet axe de l'angle C. L'axe OY' perpendiculaire au plan π, reste donc constamment parallèle à l'axe d'élévation de l'antenne. Un vecteur $\overrightarrow{OA}$, de longueur fixe, assujetti à rester à la fois dans le plan π et dans le plan horizontal du plateau, peut être obtenu par des rotations successives, d'angle C autour de OZ et d'angle E autour de OY', d'un vecteur $\overrightarrow{OA_0}$ de même longueur et porté par OX.

extrémité A reste dans un plan horizontal de cote h (*fig.* 7). Un tel plan peut être matérialisé par une nouvelle position P_1 du plateau, obtenue à partir de sa position initiale par une translation d'amplitude h suivant l'axe OZ_0. OX_0 vient en O_1X_1. Le point O restant fixe, la direction du vecteur $\overrightarrow{OA}$ garde, au cours de la rotation du plan π, un site constant S tel que $\sin S = \frac{h}{OA}$. Comme précédemment, $\overrightarrow{OA}$ se déduit du vecteur initial $\overrightarrow{OA_0}$ porté par OX au moyen de deux rotations successives d'angle C autour de OZ et d'angle E autour

de OY'. E représente l'angle qu'il faut appliquer au système d'entraînement en élévation de l'antenne si l'on veut, à chaque instant, faire correspondre à l'angle C une ligne de visée parallèle à OA. L'angle que fait la projection de $\overrightarrow{OA}$ sur le plateau avec l'axe de référence O_1X_1 mesure le gisement G de la ligne de visée. Puisque le segment OA a une longueur fixe, il est possible de faire correspondre un angle de site, positif ou négatif, à toute translation du plateau, d'un sens ou de l'autre par rapport au plan horizontal d'origine.

Un tel modèle analogique fournit donc directement une représentation cinématique des grandeurs cherchées E et G.

5.2. Réalisation.

La figure 8 représente schématiquement le principe de réalisation.

La suspension Cardan mentionnée plus haut permet de maintenir vertical l'axe OZ_0 d'un boîtier cylindrique B. Les angles P et R, fournis sous forme électrique par la centrale de verticale, sont comparés respectivement aux positions angulaires des cadres. Celles-ci sont obtenues au moyen de deux potentiomètres de précision. Après amplification, les tensions d'erreur alimentent deux moteurs diphasés miniatures. Le boîtier comporte intérieurement une rampe hélicoïdale grâce à laquelle l'anneau P peut monter ou descendre horizontalement en tournant autour de son axe. Un servomécanisme simple permet à l'opérateur de télécommander la position de P : il suffit de comparer une tension proportionnelle au sinus de l'angle de site désiré à la tension fournie par un potentiomètre dont le curseur est entraîné par la rotation du plateau. Celui-ci monte ou descend d'une quantité proportionnelle à sin S.

Le plan π est matérialisé par une tige T reliée mécaniquement à l'axe de circulaire de l'antenne, tournant de l'angle C autour de son axe OZ, et par un bras OA s'articulant en O sur T. L'axe OY' de cette articulation à un seul degré de liberté est perpendiculaire à OZ.

Il est évidemment toujours possible de rendre OY' parallèle à l'axe d'élévation de l'antenne par un calage convenable du système d'entraînement de T. L'extrémité du bras OA repose sur la piste annulaire du plateau. Pour une position donnée de celui-ci, le point A décrit donc un cercle d'axe OZ_0. Pour une autre position du plateau, A décrit un cercle de même axe et de rayon différent. Pour faciliter ces mouvements, le bras OA porte à son extrémité une petite bille qui peut rouler sur la piste. Il est clair que la position origine du plateau, passant théoriquement par O, doit être abaissée d'une quantité égale au rayon de la bille.

L'angle de rotation de OA, lu autour de l'axe de l'articulation, est l'angle d'élévation E. Il est nul quand OA est perpendiculaire à OZ. Il est facile de

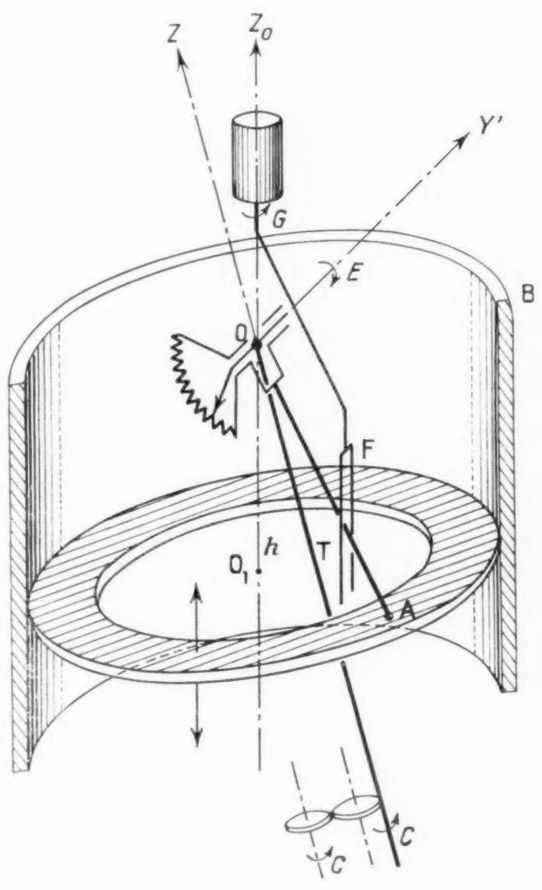


Fig. 8.

le mesurer électriquement au moyen d'un potentiomètre convenablement calé dont le rotor tourne autour de OY' et dont le stator est lié à T. Un servomécanisme permet de recopier l'angle E sur l'antenne. On peut également remplacer le potentiomètre par un selsyn miniature monté dans les mêmes conditions, alimentant un synchro-détecteur fixé sur l'antenne.

Pour obtenir l'angle de gisement, il est nécessaire de matérialiser la projection de OA sur un plan

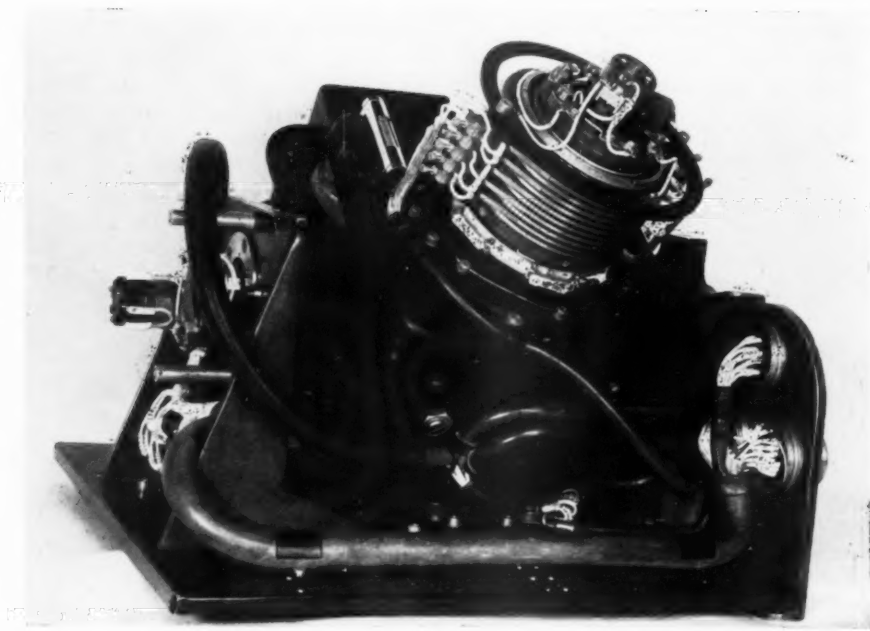


Fig. 9.

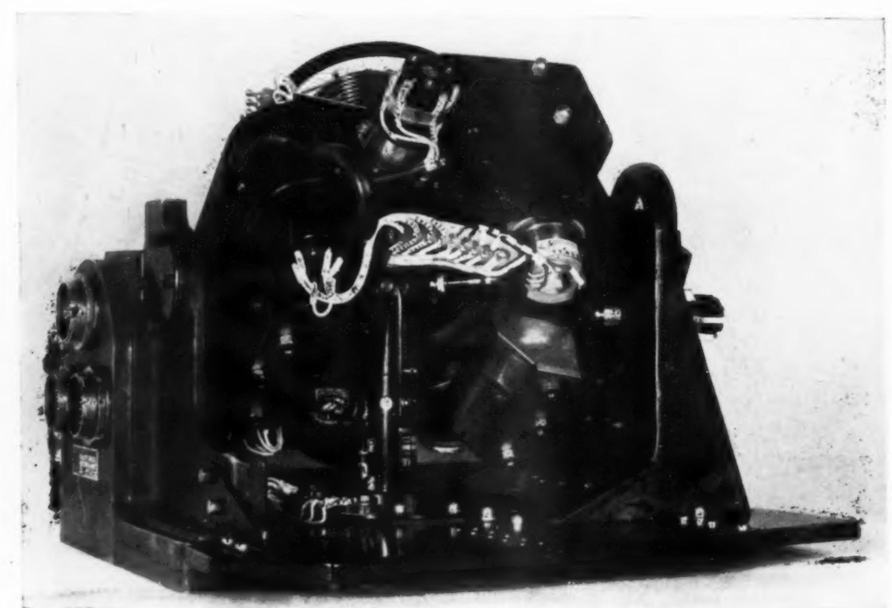


Fig. 10.

horizontal. A cet effet, le plan de projection est défini par une fourche F, d'axe vertical, entre les branches de laquelle le bras OA peut glisser et tourner. L'axe de la fourche est lié rigidement au rotor d'un transformateur de coordonnées électromécaniques (résolver), d'axe vertical, dont le stator

est solidaire du boîtier B. Le bras, en tournant autour de l'axe vertical, entraîne le rotor en gisement.

Le stator est calé de telle manière que l'angle de gisement soit nul quand le bras OA est dans le plan vertical passant par l'axe arrière-avant de l'avion. Il suffit, pour obtenir une représentation correcte sur un indicateur panoramique, d'appliquer au rotor des tensions de balayage « en dents de scie ». Les tensions de sortie sont alors proportionnelles à sin G et cos G.

Deux dispositifs complémentaires ont été ajoutés sur le modèle réalisé :

— Un asservissement de faible puissance permet de faire tourner le stator du résolver de l'angle de cap de l'avion. Dans ces conditions on obtient sur l'indicateur les renseignements en azimut des objectifs. L'image peut ainsi être facilement stabilisée au cours d'un virage.

— En outre, il est possible de réaliser un balayage sectorié de l'espace en gisement. Il suffit pour cela qu'un organe mécanique tournant en gisement (la partie horizontale du support de la fourchette F, par exemple) établisse un contact électrique chaque fois que cet angle atteint l'une de deux valeurs choisies *a priori*. Ces deux valeurs sont habituellement symétriques par rapport à l'axe de référence des gisements. Le sens de rotation du moteur entraînant l'antenne en circulaire est automatiquement inversé au moment du contact.

On peut discerner sur les reproductions photographiques des figures 9 et 10 un certain nombre des organes essentiels : la suspension du boîtier avec ses moteurs, la rampe hélicoïdale, le bras articulé, la piste de roulement et l'axe de rotation en circulaire. Un ressort permet de maintenir constamment l'extrémité du bras en contact avec la piste. Grâce à un renvoi à angle droit, le curseur du potentiomètre qui mesure les angles d'élévation tourne autour d'un axe parallèle à l'axe de rotation en circulaire. Ce potentiomètre est également visible sur la figure 10.

6. CONCLUSION.

Il apparaît finalement qu'un tel système analogique présente certains avantages chaque fois qu'une stabilisation en ligne de visée peut suffire.

L'encombrement et le poids sont réduits au minimum. La puissance consommée est très faible; elle se limite pratiquement à la stabilisation d'un plateau de faible inertie et à sa télécommande en position sur la rampe hélicoïdale. La charge supplémentaire présentée au moteur de rotation en circulaire par l'entraînement du système analogique peut être considérée comme négligeable. En outre, les organes de transformation sont peu nombreux, contrairement au cas d'un calculateur usuel qui devrait résoudre le même problème. Rappelons, pour terminer, que ce système résout rapidement et sans approximation de principe les équations que nous avons établies au paragraphe 4.2.

Il est clair, par contre, que l'obtention de bons résultats est subordonnée à une réalisation mécanique très soignée.

Cette étude a été exécutée au titre d'un marché passé par le Service Technique des Télécommunications de l'Air.

BIBLIOGRAPHIE.

W. M. Cady, M. B. Karelits et L. A. Turner, *Radar Scanners and Radomes* (*Coll. M. I. T.*, vol. 26, Mc Graw Hill Book Co).

SUR QUELQUES PERFECTIONNEMENTS AUX CIRCUITS HYPERFRÉQUENCES POUR FAISCEAUX HERTZIENS (1)

PAR G. BROUSSAUD,

Laboratoire de Physique Appliquée
du Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de T. S. F.

SOMMAIRE. — *Après avoir rappelé quelques-unes des considérations qui sont à la base des clauses techniques inscrites au cahier des charges, l'auteur décrit les principaux circuits hyperfréquences utilisés sur un faisceau hertzien, en insistant plus particulièrement sur les filtres de branchements* (C. D. U. : 621.396.65).

SUMMARY. — *After mentioning a few of the considerations at the basis of the technical clauses in the specification of requirements, the author describes the principal microwave circuits used in a radio link, laying more particular stress on the branching filters* (U. D. C. : 621.396.65).

INTRODUCTION.

Au cours de ces dernières années, l'évolution des faisceaux hertziens s'est faite dans le sens de l'accroissement simultané de la capacité et de la qualité de la transmission.

On a cherché en effet à grouper sur le même aérien un nombre plus important de canaux, tout en augmentant de façon sensible le découplage entre ces différents canaux.

On a cherché aussi à accroître le gain des aériens. Aussi pour des questions d'encombrement et de prix de revient, a-t-on choisi de ne garder qu'une seule antenne fonctionnant simultanément à l'émission et à la réception (une polarisation pour chacune de ces deux fonctions).

Ces différentes améliorations ont nécessité une refonte complète de bien des dispositifs utilisés jusqu'ici. La figure 1 montre le schéma général d'une station relais. Le plan de fréquence doit permettre l'établissement d'une liaison à 600 voies dans l'intervalle 3 800 — 4 200 Mc/s.

On décrira successivement les solutions adoptées pour les filtres de branchement, le duplexeur de polarisation, l'antenne et les isolateurs à ferrite; mais auparavant on dira quelques mots sur les considérations qui ont conduit à établir les spécifications.

Le taux d'ondes stationnaires (T. O. S.) est sans doute le facteur de qualité le plus significatif de chacun des éléments. Dans les systèmes à modulation de fréquence, le taux d'ondes stationnaires est en effet à l'origine d'un phénomène de diaphonie qu'il est impossible de corriger par la suite.

Soit un tronçon de ligne de transmission de longueur L, délimité par deux obstacles A et B caractérisés chacun par leur coefficient de réflexion ρ supposé faible $\left(\rho < \frac{1}{10}\right)$. Le régime d'ondes stationnaires qui s'établit entre A et B introduit sur l'onde transmise une modulation supplémentaire de la phase qui se traduit par un débordement du spectre initial du signal contenu dans une voie, dans le spectre des signaux voisins. Il en résulte un bruit de diaphonie dont le calcul est d'ailleurs délicat par suite du caractère aléatoire des signaux qui se

---

(1) Manuscrit reçu le 13 mars 1956.

propagent en exploitation dans les diverses voies. Cette question a été examinée par L. J. Libois et M. Thué [1] qui aboutissent à la formule

$$B(\text{mW}) = \frac{\rho_1^2 \rho_2^2}{N m^2} e^{-4\beta L}. \quad (1)$$

On note enfin que N et m ne sont pas indépendants; le produit Nm^2 varie à peu près comme $\frac{1}{N}$.

ρ_1 et ρ_2 étant donnés, la puissance de bruit augmente donc avec le nombre de voies.

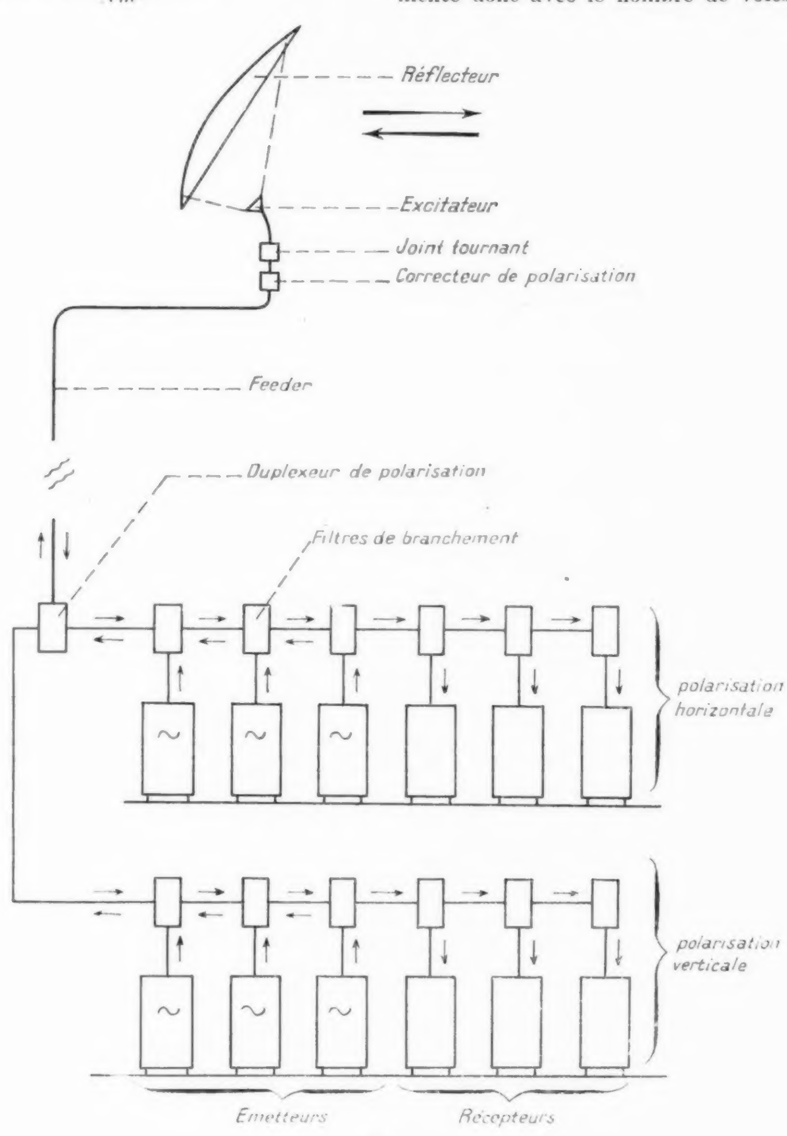


Fig. 1.

ρ_1 et ρ_2 sont les modules des coefficients de réflexion des obstacles A et B;
β mesure l'affaiblissement unitaire de la ligne;
N est le nombre de voies;
m l'indice de modulation.

Dans les stations relais, les équipements hyperfréquences sont généralement divisés en deux groupes (aériens et bâtis) réunis par un feeder dont la longueur est de l'ordre de 20 ou 30 m (*fig.* 1). La formule (1) permet alors de déterminer les coeffi-

cients de réflexion maximum présentés par ces deux ensembles, de façon à satisfaire à des conditions de diaphonies données.

Si, pour tenir les conditions C. C. I. R., on se fixe un bruit maximum de 1 250 pW pour les 45 sections probables d'une liaison de 2 500 km, on doit donc conserver pour chacun des 90 feeders :

$$B < \frac{1250}{90} \sim 14 \text{ pW}.$$

Ce qui conduit dans le cas d'une liaison à 600 voies, à

$$\rho_1 \rho_2 = 0,76.10^{-3},$$

soit, en admettant le même taux aux deux extrémités du feeder :

$$\tau_{01} = \tau_{02} = 1 + 2\sqrt{\rho_1 \rho_2} = 1,055.$$

On peut aussi admettre des taux d'ondes stationnaires différents, en attribuant la valeur la plus élevée à l'extrémité qui aboutit à l'ensemble le plus complexe.

On remarquera bien que ce calcul fournit seulement une valeur moyenne, car le taux d'ondes stationnaires n'est en général pas constant à l'intérieur de la bande passante et il est peu probable que les mêmes valeurs se retrouvent aux mêmes fréquences, sur les différents tronçons de la liaison.

Cette question va d'ailleurs être maintenant précisée en nous préoccupant de fixer pour chacun des éléments de l'ensemble, une limite supérieure du taux d'ondes stationnaires admissible.

Ce problème ne peut jamais être abordé de façon rigoureuse. Il faudrait en effet faire intervenir un nombre considérable de paramètres, dont beaucoup sont particuliers à chaque installation (longueur des guides de jonction, position des différents coudes, taux d'ondes stationnaires partiels, etc.); mais il est possible de dégager l'essentiel des performances les plus probables de cet ensemble en utilisant la méthode statistique développée par J. C. Simon [2].

Soient, sur une ligne de transmission de longueur L, n obstacles répartis au hasard et dont on sait seulement que leurs coefficients de réflexion sont du même ordre (r). Dans ces conditions, le coefficient de réflexion de la ligne ne peut pas être calculé de façon exacte, mais on peut lui fixer certaines limites *probables* qui suffisent en pratique à fournir une solution au problème.

S'il arrive que ces limites ne sont pas vérifiées par l'expérience, c'est qu'un arrangement particulier a été créé lors de l'assemblage des divers éléments, arrangement qu'il sera toujours possible de détruire, soit en disposant les obstacles dans un ordre différent, soit en modifiant la longueur d'une ou plusieurs portions de lignes.

Les limites qu'on peut ainsi fixer pour le coefficient de réflexion global à l'intérieur d'une bande de fréquence donnée, sont les suivantes :

$$(2)\quad \begin{cases} \text{Valeur la plus probable} & : \quad R_0 = r\sqrt{n}, \\ \quad \text{» inférieure probable} & : \quad R_1 = r\sqrt{\dfrac{n}{N}}, \\ \quad \text{» supérieure probable} & : \quad R_2 = r\sqrt{nLN}; \end{cases}$$

r est le coefficient de réflexion, supposé le même pour tous les obstacles;

n est le nombre d'obstacles;

$N = 2\tau\Delta f$, avec $\tau = \dfrac{2L}{c}\dfrac{\lambda_g}{\lambda}$, temps mis par l'énergie pour se propager le long de la ligne;

Δf, largeur de bande.

Appliquées à l'ensemble émission (ou réception) les formules (2) conduisent aux résultats suivants :

si $\quad n = 10, \quad L = 5 \text{ m} \quad$ et $\quad \Delta f = 400 \text{ Mc/s}.$

Si l'on veut $R_0 < 0,025$ (T. O. S. $< 1,05$), il faut donc

$$r < 0,008, \quad \text{soit un T. O. S.} < 1,02.$$

On a par ailleurs

si $\quad R_1 = 1,008 \quad (\sim 1,01) \quad$ et $\quad R_2 = 1,09.$

Puisque on a parlé de probabilité, précisons que les limites R_1 et R_2 correspondent chacune à une probabilité de $\frac{1}{e}$.

Un taux de 1,02 représente, dans une bande de 400 Mc/s une adaptation très délicate lorsqu'il s'agit de dispositifs aussi complexes que ceux dont il va être question plus loin. Il est cependant possible de satisfaire à cette condition dans tous les cas où l'on peut introduire des isolateurs à ferrite. De cette façon, l'énergie réfléchie peut facilement être réduite de 15 dB moyennant une perte de l'énergie transmise inférieure à 0,6 dB. Mais l'emploi d'isolateurs est limité aux lignes dans lesquelles l'énergie utile se propage avec une seule polarisation, et dans une seule direction.

1. LES FILTRES DE BRANCHEMENT.

Il s'agit de séparer (réception) ou de regrouper (émission) les ondes contenues dans les divers canaux de la liaison. Chaque canal est défini par

une certaine bande de fréquences qui lui est propre, et l'on se propose d'utiliser pour tous ces canaux le même aérien.

Examinons le problème qui se pose à l'émission. On dispose de n émetteurs fonctionnant respec-

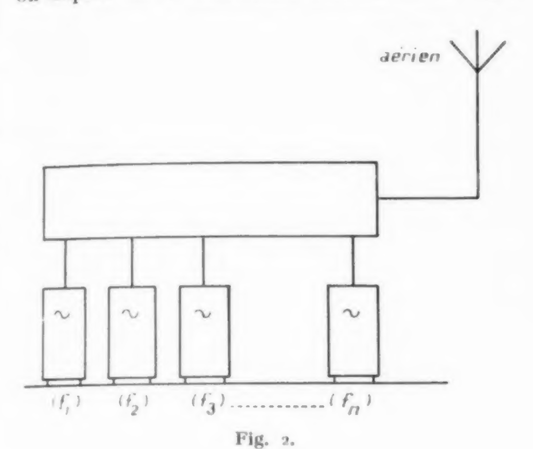


Fig. 2.

tivement sur les fréquences f_1, f_2, ..., f_n. Il est nécessaire d'intercaler entre ces émetteurs et l'aérien des systèmes sélectifs de façon que l'énergie émise par l'un quelconque de ces émetteurs soit *toute entière* drainée vers l'aérien commun (*fig.* 2).

Dans les systèmes ne comportant qu'un petit

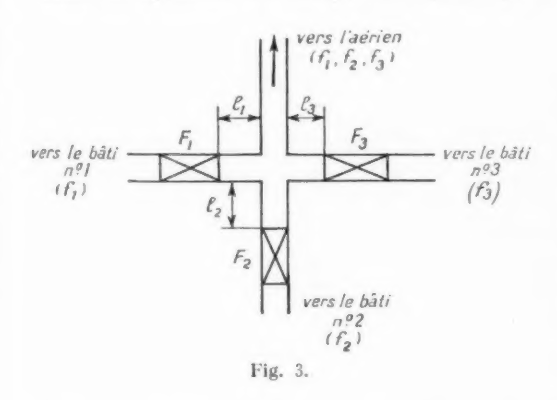


Fig. 3.

nombre de canaux (trois au maximum), on peut obtenir des résultats acceptables au moyen d'une jonction simple (*fig.* 3). On dispose dans les bras de cette jonction des filtres passe-bande F_1, F_2, F_3 définissant les bandes attribuées aux différents canaux. L'adaptation est réalisée par un réglage convenable de la position des filtres (distances l_1, l_2, l_3) ainsi que par un correcteur disposé dans la jonction même.

Pour construire des branchements à un plus grand nombre de voies, il est nécessaire de rendre les corrections apportées à chaque canal indépendantes de celles apportées aux autres canaux.

La solution adoptée utilise les propriétés de la jonction hybride. Pour plus de clarté, on se placera maintenant du côté de la réception. L'ensemble des ondes captées par l'antenne est envoyé dans un T magique par la branche 1 de ce T (bras H, *fig.* 4). Ce T est supposé parfaitement adapté; l'énergie se répartit donc également entre les bras colinéaires 3 et 4 où sont disposés des *filtres passe-bande* identiques F_1^3 et F_1^4. Ces filtres définissent un des canaux de la liaison, par exemple le canal n° 1 centré sur la fréquence f_1. Les ondes transmises par ces filtres sont regroupées dans un second T, d'où elles sont dirigées vers le bâti de réception correspondant.

Les ondes contenues dans les autres canaux sont réfléchiss vers le premier T. Si l'on a pris soin de

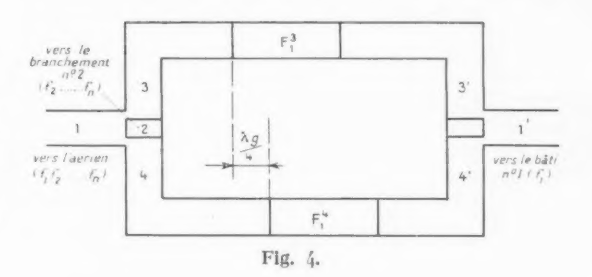


Fig. 4.

décaler la position des filtres dans les bras 3 et 4 de la distance $\frac{\lambda_g}{4}$ ces ondes arriveront au T en opposition de phase; elles se regrouperont donc dans la branche 2 (bras E) d'où on les dirigera vers le branchement suivant. (*On a choisi comme entrée le bras* H *du* T *magique. Il est évident que le principe reste valable avec le bras* E, *les rôles de ces bras étant simplement permutés.*)

La réalisation de ce dispositif se heurte à deux difficultés importantes.

La première est l'adaptation convenable des deux bras E et H du T magique dans la bande utile.

La seconde est que le décalage de $\frac{\lambda_g}{4}$ entre les deux filtres doit être réalisé dans *toute la bande restant à filtrer* (f_1, ..., f_n). Cette condition est impérative si l'on veut obtenir un regroupement correct dans le bras 2.

Avant de poursuivre, signalons qu'un branchement fonctionnant sur un principe très voisin et

utilisé sur le faisceau hertzien américain TD 2 [3]. Le schéma est le même que celui représenté sur la figure 4, mais les filtres employés sont des *filtres coupe-bande*. Cette solution a l'avantage de tourner, en partie, les deux difficultés signalées plus haut.

Les ondes réfléchies par les filtres occupent en effet une bande relativement étroite puisqu'elles sont contenues dans un seul canal (20 Mc/s). Le décalage de $\frac{\lambda_g}{4}$ doit donc être maintenu seulement dans cette bande; de même l'adaptation de la voie 2 du T magique.

Mais l'inconvénient de ce système est de nécessiter l'emploi des filtres coupe-bande dont les performances sont, dans l'état actuel de la technique, beaucoup moins satisfaisantes que celles des filtres passe-bande.

1.1. Adaptation du T magique.

Le dispositif de correction est représenté sur la figure 5. La pièce A est l'élément essentiel de ce

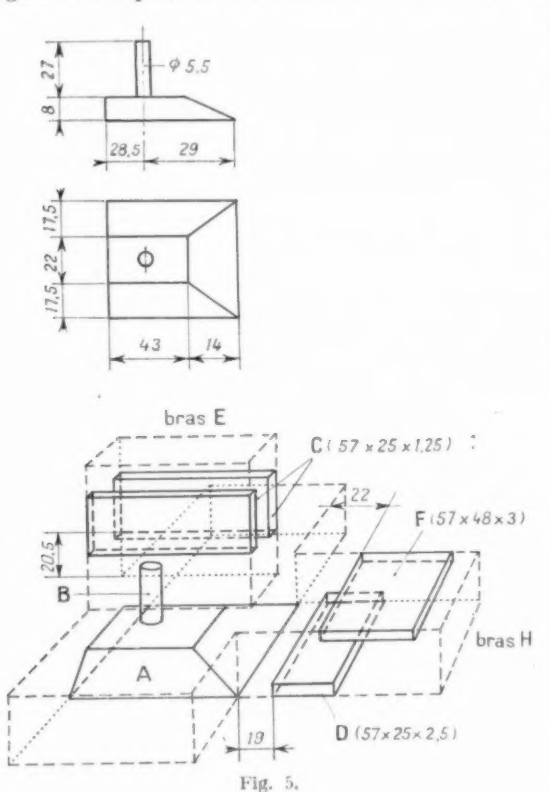


Fig. 5.

montage. Elle permet de ramener le taux d'ondes stationnaires dans le bras E à 1,15 environ dans une bande de ± 5 % autour de la fréquence centrale. Le taux d'ondes stationnaires dans le bras H n'est pas sensiblement modifié. On le corrige au moyen de la tige B. Les cales C et D sont des transformateurs quart d'onde. La cale F forme cavité résonnante et permet d'améliorer encore les performances de la jonction dans le bras H.

La figure 6 montre les résultats obtenus dans les deux voies du T, le découpage entre les bras E

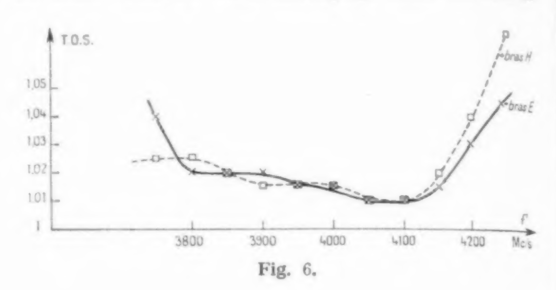


Fig. 6.

et H est supérieur à 40 dB.. Il va de soi que, pour atteindre de pareilles performances, la réalisation de chaque pièce doit être extrêmement soignée. En laboratoire, les divers éléments du T expérimental ont été fraisés dans la masse. Dans la production en série cet organe est obtenu par moulage sous pression. Aucun réglage n'est ensuite nécessaire sur cette pièce de fonderie.

1.2. Disposition des filtres.

On a vu que le décalage de $\frac{\lambda_g}{4}$ sur la position des filtres devait être réalisé sur une grande plage de fréquences puisqu'elle doit être vérifiée pour

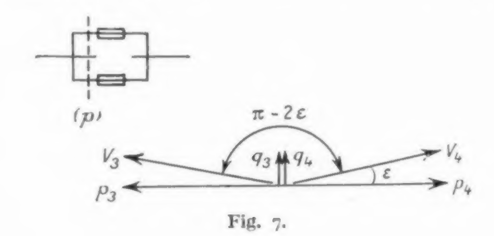


Fig. 7.

toute la bande restant à filtrer. Si cette condition n'est pas remplie, une partie de l'énergie réfléchie par les filtres se trouve regroupée dans le bras 1 du T magique et provoque ainsi la formation d'ondes stationnaires à l'entrée du branchement. Ce phénomène apparaît clairement sur la figure 7 où l'on a tracé une représentation vectorielle des phénomènes comptés dans un même plan de référence (P).

V_3 et V_4 sont les ondes réfléchies respectivement par F_1' et F_1''. Elles peuvent toujours être décomposées en deux vecteurs opposés p_3 et p_4 (regroupement en 2) et deux vecteurs égaux q_3 et q_4 (regroupement en 1).

Si $\Phi = \pi - 2\varepsilon$ représente le déphasage existant entre V_3 et V_4 le taux d'ondes stationnaires introduit en 1 est donc

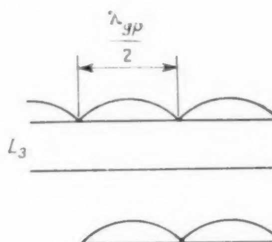
$$(3) \qquad \tau_1 = \frac{1+|r|}{1-|r|} \sim 1 + 2|r| \sim 1 + 2|\varepsilon|.$$

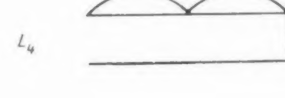
Si l'on se fixe $\tau_1 < 1{,}05$, on est donc limité par

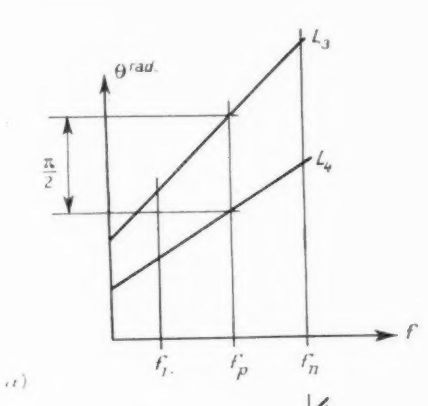
$$\Delta f < 30 \text{ Mc/s}.$$

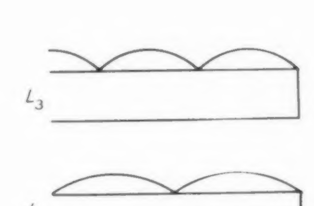
Ce calcul suppose implicitement que les lignes L_3 et L_4 ont des caractéristiques identiques. Il est heureusement possible d'augmenter considérablement la bande passante de ce dispositif en attribuant à L_3 et L_4 (au moins sur un intervalle donné) des fréquences de coupure différentes.

Soient (*fig.* 8 *a*) deux lignes de caractéristiques









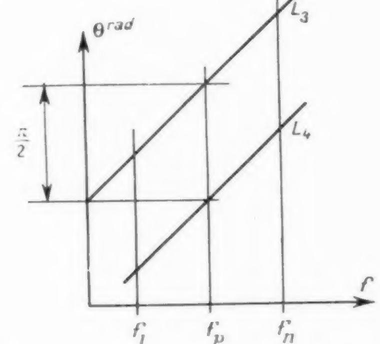


Fig. 8.

On a par ailleurs

$$(4) \qquad \Phi = \pi \frac{\lambda_{g_1}}{\lambda_g} = \pi \left[1 + \left(\frac{\lambda_{g_1}}{\lambda_1} \right)^2 \frac{\mathrm{d}f}{f_1} \right],$$

d'où

$$(5) \qquad \tau_1 = 1 + \pi \left(\frac{\lambda_{g_1}}{\lambda_1} \right)^2 \frac{\Delta f}{f_1}.$$

Dans les conditions usuelles

$$f \sim 4\,000 \text{ Mc/s}, \qquad \frac{\lambda_g}{\lambda} = 1{,}4.$$

identiques de longueur l_3 et l_4 telles que

$$l_3 = l_4 + \frac{\lambda_{gp}}{4},$$

$\lambda_{g.p}$ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence f_p.

A cette fréquence f_p, la différence des longueurs électriques θ est égale à $\frac{\pi}{2}$, mais lorsque la fréquence varie la longueur électrique de L_3 varie plus rapidement que celle de L_4, aussi l'écart précédent

n'est-il plus conservé. Si maintenant la ligne L_4 possède une fréquence de coupure plus élevée que celle de la ligne L_3, sa longueur électrique sera une fonction plus rapidement croissante de la fréquence qu'elle ne l'était dans le cas précédent (*fig.* 8 *b*).

Dans un intervalle de $\pm 5\,\%$ autour de la fréquence nominale, les variations de longueurs électriques peuvent être considérées comme linéaires. Il est donc possible d'obtenir dans cet intervalle des variations de phases égales pour les deux lignes.

Si $\lambda_{g\,1,3}$ et $\lambda_{g\,1,4}$ sont les longueurs d'onde dans les lignes L_3 et L_4, pour la même fréquence f_1, on a en effet, *au premier ordre près :*

$$(6) \qquad \Phi = \pi \left\{ 1 + \left[\left(\frac{\lambda_{g\,1,3}}{\lambda_1} \right)^2 - \frac{l_4}{\lambda_{g\,1,4}} \, \frac{\lambda_{g\,1,4}^2 - \lambda_{g\,1,3}^2}{\lambda_1^2} \right] \frac{\mathrm{d}f}{f_1} \right\}.$$

On annule le coefficient de $\frac{\mathrm{d}f}{f}$ par un choix convenable de deux des trois paramètres $\lambda_{g\,1,3}$, $\lambda_{g\,1,4}$ et l_4.

La différence entre les caractéristiques des guides 3 et 4 peut se faire de plusieurs façons :

— Diminution de la largeur du guide standard au moyen d'une cale vissée sur son petit côté (la fréquence de coupure est augmentée) (*fig.* 9 *a*);

— Utilisations d'un guide en H ou en U (ridge waveguides) (la fréquence de coupure est diminuée) (*fig.* 9 *b*);

— Utilisation simultanée des deux solutions précédentes, une dans chacun des bras 3 et 4 puisque leur action se fait dans des directions opposées.

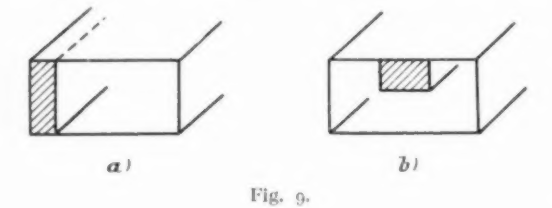


Fig. 9.

C'est la première solution qui a été adoptée. L'adaptation de cette cale dans le guide standard a été faite par l'intermédiaire d'une transition lente. Le schéma du branchement complet est indiqué sur la figure 10. On remarquera la présence d'une cale C_2, identique à C_1 et disposée *après* le filtre de façon à rétablir l'identité des deux trajets électriques le long des deux bras de la boucle. On a prévu aussi sur chacun de ces bras, un petit déphaseur réglable constitué par une lamelle de silirite qu'on peut enfoncer plus ou moins dans le guide. Cet élément permet d'ajuster de façon très précise les longueurs électriques des différentes sections de la boucle.

Les avantages de ce système sont les suivants :

— Le montage utilise des filtres passe-bande dont la technique est maintenant bien acquise.

— Les performances de ces filtres sont excellentes.

— Seule la fréquence isolée par le branchement traverse les filtres correspondants (d'où un minimum de distorsion et d'affaiblissement).

— Les ondes réfléchies par les filtres (T. O. S. dans la bande passante) ne reviennent pas vers la

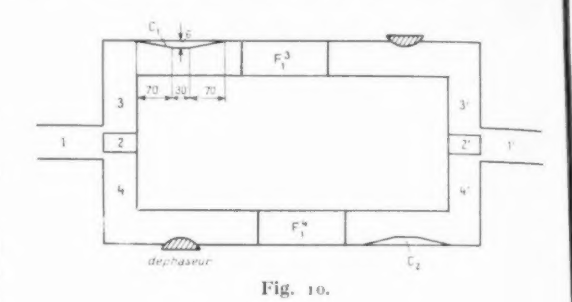


Fig. 10.

source. Elles sont dirigées vers les voies 2 ou 2 et sont finalement absorbées dans des charges adaptées. Il en résulte que le taux d'ondes stationnaires admissible dans la bande passante d'un filtre (considéré seul) est limité seulement par des considérations énergétiques. Si l'on se fixe une transmission constante à 0,1 dB près, le taux d'ondes stationnaires produit par le filtre peut alors atteindre 1,15 dans la bande passante. Le taux d'ondes stationnaires à l'entrée du branchement sera celui du T magique, donc inférieure à 1,05. Cette remarque permet de réduire le nombre de cavités nécessaire à l'obtention d'un affaiblissement hors bande donné, donc aussi la perte d'insertion et la distorsion de phase dans la bande passante.

1.3. Les filtres.

Ils sont du type classique à cavités résonnantes [4]. Pour obtenir l'atténuation demandée sur les canaux immédiatement voisins, il a été nécessaire d'utiliser cinq cavités. Chaque cavité est délimitée par deux obstacles constitués par des tiges minces parallèles au champ électrique. Cette technique permet de réaliser des paires parfaitement identiques, ce qui est indispensable au bon fonctionnement du branchement.

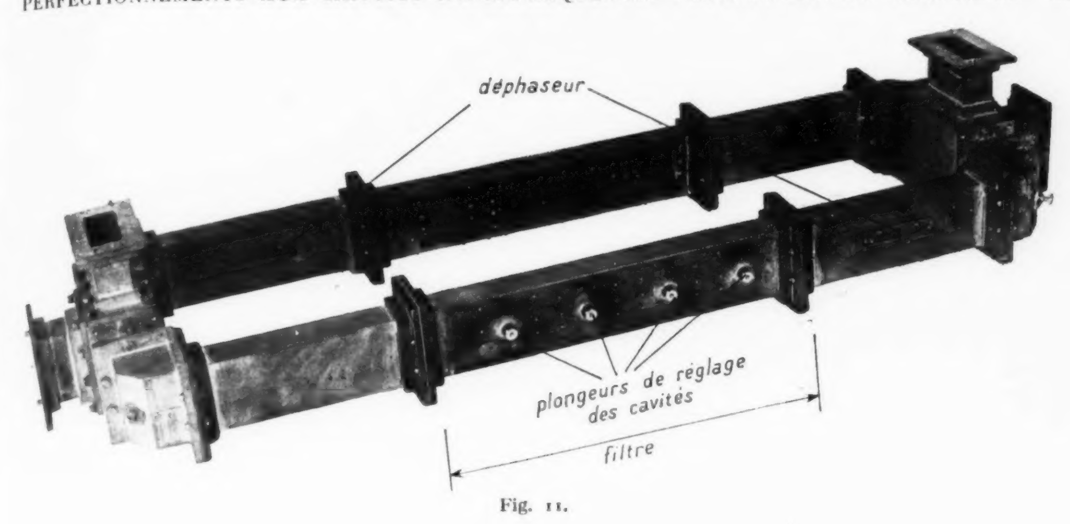


Fig. 11.

La caractéristique du filtrage est la suivante :

$f_0 \pm 10$ Mc/s	0,1 dB
± 15 »	5 »
± 20 »	15 »
± 30 »	30 »
± 50 »	55 »

La perte d'insertion est de 1 dB, et la distorsion sur le temps de transmission inférieure à 3 mμs.

La figure 11 représente une boucle équipée de filtre à quatre cavités seulement, la figure 12 montre l'assemblage de quatre de ces boucles, tel qu'il est réalisé en station.

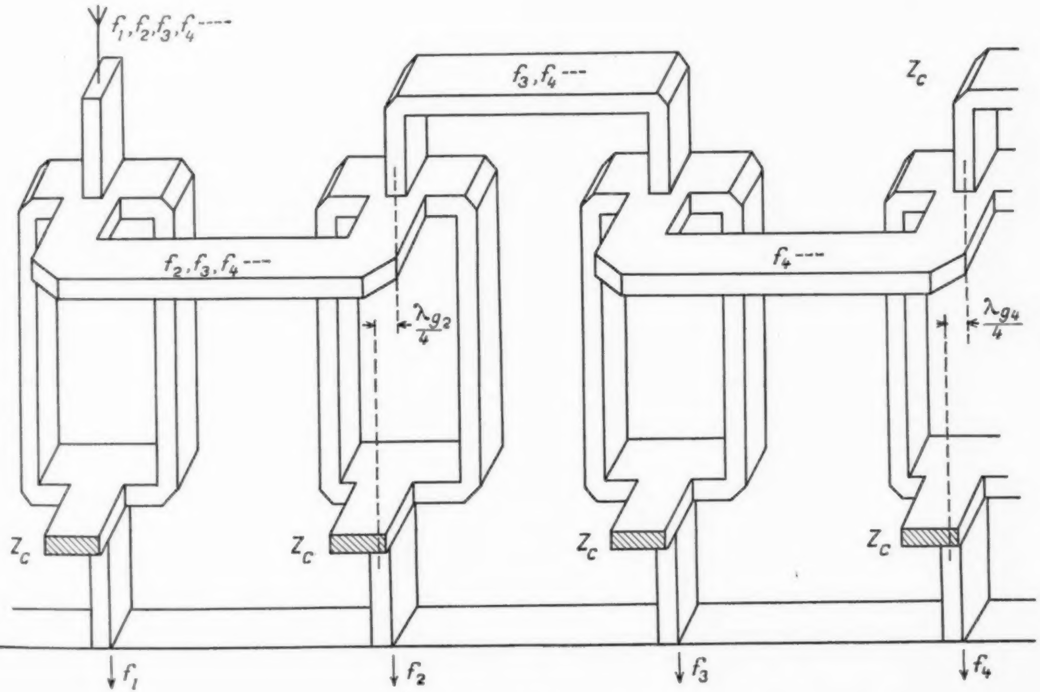


Fig. 12.

Le décalage de $\frac{\lambda_g}{4}$ qu'on remarque sur les T inférieurs des branchements 2 et 4 a pour but de permettre l'utilisation du même bras de ces T pour chacun des bâtis. Ce décalage ne pose aucun problème puisqu'il doit être réalisé seulement dans une bande de ± 10 Mc/s. Il évite par contre l'emploi de coudes et de torsades nécessaires si les raccords aux bâtis se font alternativement sur les bras E et H de ces T. Les performances de ce branchement sont indiquées sur les figures 13 (une boucle) et 14 (quatre boucles). On remarquera l'allure « aléatoire » de ces courbes, dont les caractéristiques générales sont en bon accord avec celles qu'on peut déduire des formules (2).

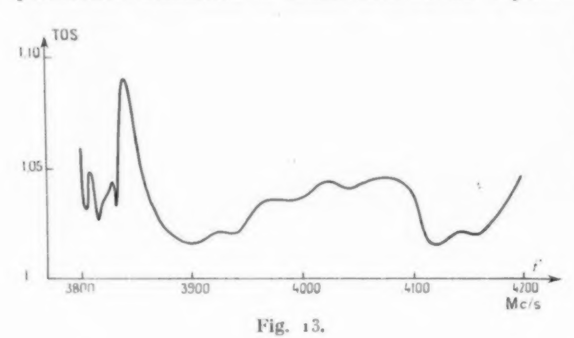


Fig. 13.

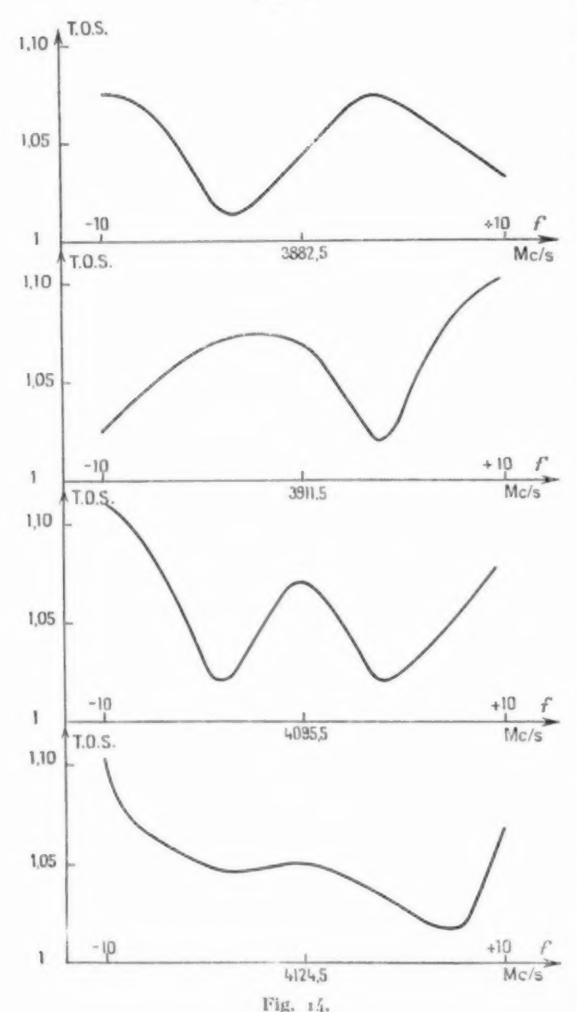


Fig. 14.

2. DUPLEXEUR DE POLARISATION.

Deux dispositifs ont été étudiés, le second permettant d'atteindre, au prix d'une complication notable des performances très nettement supérieures au premier.

2.1. Les deux ondes polarisées perpendiculairement, soient *H* et *V*, sont envoyées dans une jonction à trois bras, réalisée sur guide de section carrée (*fig.* 15). Dans cette jonction sont disposées des grilles métalliques disposées de façon à guider les ondes d'une polarisation donnée dans le bras qui lui est propre, tout en restant sans effet sur la propagation des autres ondes.

La grille G_1 permet en effet de matérialiser pour les ondes *H*, un coude réflecteur qu'on accorde au moyen d'un court-circuit A et d'une vis d'appoint B. Cet ensemble n'a que très peu d'influence sur la propagation des ondes *V*. On corrige le faible taux qui en résulte par une disposition convenable de la transition T_1 qui permet de passer du guide de section carrée au guide de section rectangulaire classique.

La grille G_2 constitue pour les ondes *V* un court-circuit dont le plan, ramené vers la jonction, assure en quelque sorte la continuité de la paroi du guide 1.

Le taux d'ondes stationnaires de ce dispositif est inférieur à 1,06 dans une bande de 10 %. Le découplage obtenu est de l'ordre de 20 dB.

2.2. Si l'on veut accroître ce découplage, il est nécessaire de réaliser un branchement symétrique. Le schéma de ce branchement est connu (*cf.* [5], p. 368). On en a cependant augmenté les possibilités en effectuant la séparation des ondes de polarisation croisée sur un guide coaxial fonctionnant sur le mode TE_{11} (*fig.* 16). Les guides rectangulaires qui partent de ce branchement sont de section réduite (épaisseur 8 mm). De cette façon on réalise une excellente adaptation entre les caractéristiques des

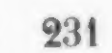




Fig. 15 *a*.

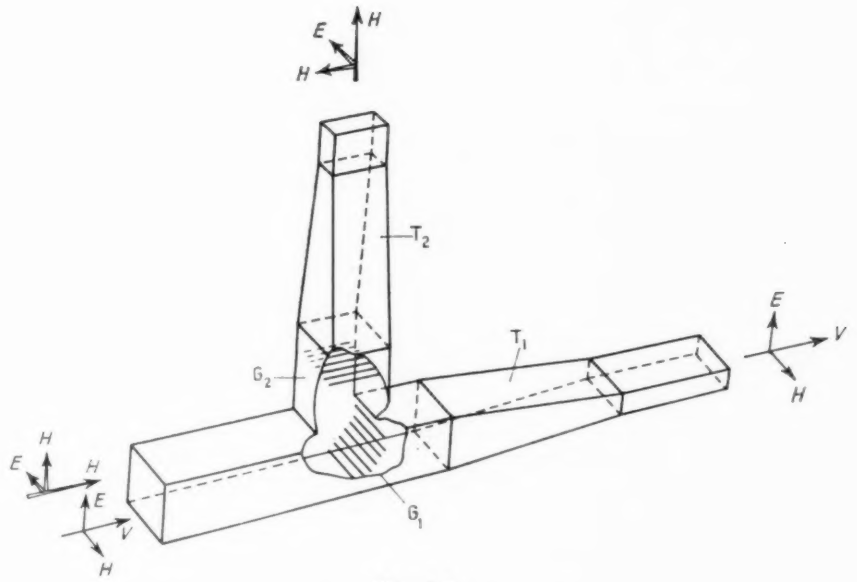


Fig. 15 *b*.

différents éléments (impédance, fréquence de coupure, etc.). Les performances de cet appareil sont excellentes. Le taux d'ondes stationnaires est inférieur à 1,03 dans une bande de 10 %. Il reste en dessous de 1,1 dans plus de 25 %. Le découplage entre les deux voies dépend de la précision méca-

nique avec laquelle on a réalisé la symétrie du branchement. Sur la maquette de laboratoire il est de l'ordre de 40 dB.

gain de 35 dB environ. On s'est donc orienté vers la solution du miroir parabolique, suffisamment excentré toutefois (off set) pour réduire autant que

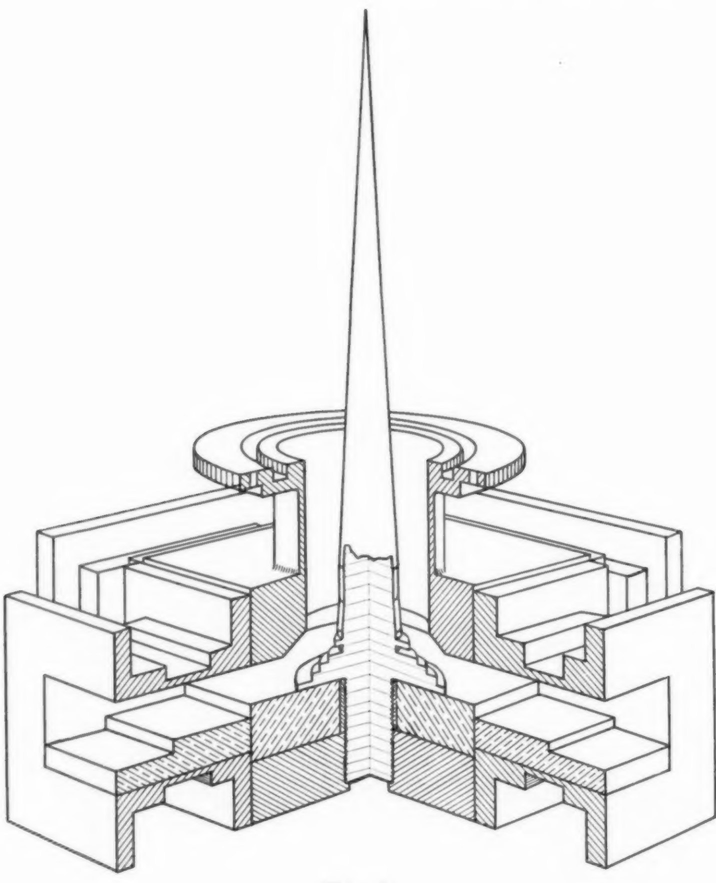


Fig. 16.

possible le taux d'ondes stationnaires introduit par le retour vers l'excitateur de l'énergie diffractée par le miroir. La difficulté est alors de réaliser cet excitateur de façon que son diagramme de rayonnement soit indépendant de la polarisation.

3. AÉRIEN.

Les caractéristiques qu'on s'est fixées sont les suivantes :

polarisation : horizontale et verticale;
bande passante : 3 800-4 200 Mc/s;
gain : 40 dB;
T. O. S. : $< 1{,}1$;
T. O. S. moyen : 1,05.

Cet aérien doit en outre être suffisamment compact pour pouvoir être monté sur les plates-formes des tours à plusieurs relais. On n'a pu de ce fait, utiliser le montage dit « cornet réflecteur » qui, pour une hauteur de 5 m, ne permet pas de dépasser un gain de 35 dB environ.

3.1. On sait en effet que le diagramme d'une source de petite dimension (vis-à-vis de la longueur d'onde), est complètement modifié si l'on croise la polarisation des champs dans l'ouverture. L'énergie rayonnée par un cornet de section carrée sera contenue dans un cône dont la section droite sera, non pas un cercle, mais une ellipse dont le grand axe sera dirigé dans le sens de la polarisation (*cf.* [6], p. 365).

La figure 17 montre comment ce phénomène conduit à n'utiliser, pour chacune des polarisations, qu'une portion de la surface totale du réflecteur, d'où un gain beaucoup plus faible que celui qu'on

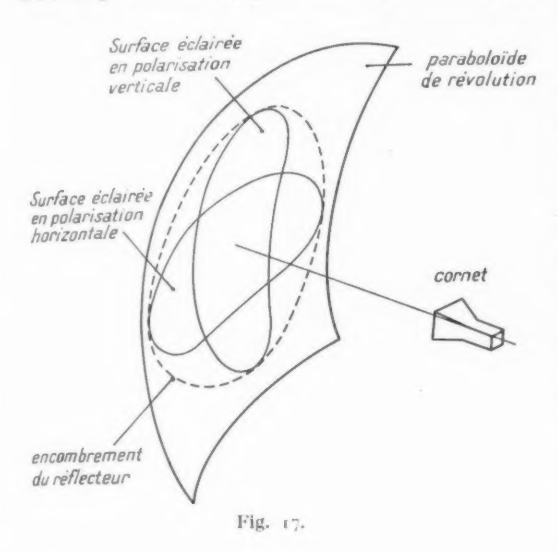


Fig. 17.

serait en droit d'attendre de l'encombrement de l'aérien.

La solution à ce problème consiste à disposer, dans l'ouverture (carrée) du cornet, des lamelles

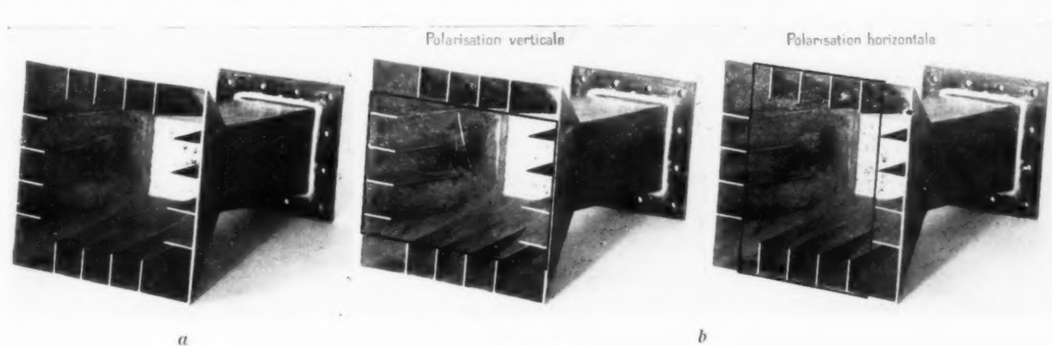
3.2. Le réflecteur est un paraboloïde de révolution de distance focale égale à 1,5 m. La calotte utilisée est une section de ce paraboloïde par un plan passant par le sommet et incliné de 60° sur l'axe. La surface de diffraction effectivement utilisée est un cercle de 3 m environ de diamètre.

Le réglage en site ($\pm$ 2°) s'effectue par rotation du réflecteur autour d'un axe horizontal passant par le centre de phase du cornet.

Le réglage en azimut ($\pm$ 10°) s'effectue par rotation de l'ensemble cornet-réflecteur autour d'un axe vertical situé un peu en avant du foyer. La jonction entre le guide solidaire du cornet, donc mobile, et le feeder de descente (fixe), s'opère par l'intermédiaire d'un joint tournant sur guide circulaire

Il est possible de ramener le feeder à l'intérieur de la tour ou du pylône, au moyen de guides coudés, de section carrée, ce qui supprime tout couplage entre les ondes des deux polarisations. Encore faut-il que le vecteur électrique des ondes soit parallèle ou normal aux parois. Pour atteindre ce résultat quelle que soit la position (en azimut) de l'antenne, un correcteur de polarisation à lame diélectrique a été placé immédiatement au-dessous du joint tournant.

3.3. Le poids de l'aérien est de 1 600 kg, son encombrement hors tout, de : hauteur 4,40 m, largeur 4,20 m, profondeur 2,3 m.



a *b*

Fig. 18.

métalliques qui, en court-circuitant le champ électrique qui leur est parallèle, permettent de réaliser une surface de diffraction différente suivant la polarisation considérée.

La figure 18 montre, dans chaque cas, l'ouverture équivalente du cornet ainsi modifié. Ajoutons que ce dispositif n'introduit pratiquement aucun taux et ne complique en rien l'adaptation de l'excitateur.

Ses performances sont les suivantes :

gain : $\geq$ 40 dB;

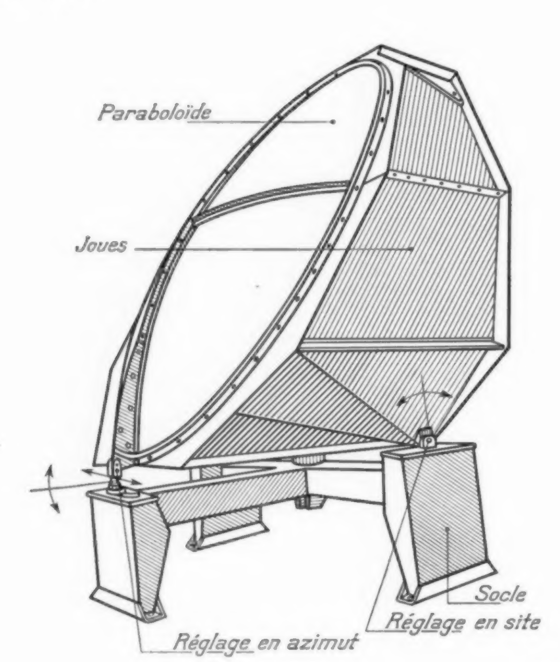
pouvoir séparateur (ouverture à 3 dB) : $<$ 2°;

T. O. S. relevé à l'entrée du correcteur de polarisation : $<$ 1,08;

rayonnement latéral et arrière : $>$ 50 dB à partir de 10° de la direction du rayonnement maximum.

4. ISOLATEURS.

On a utilisé l'effet d'absorption à la résonance des ferrites [7]. Nous en rappellerons brièvement le principe.



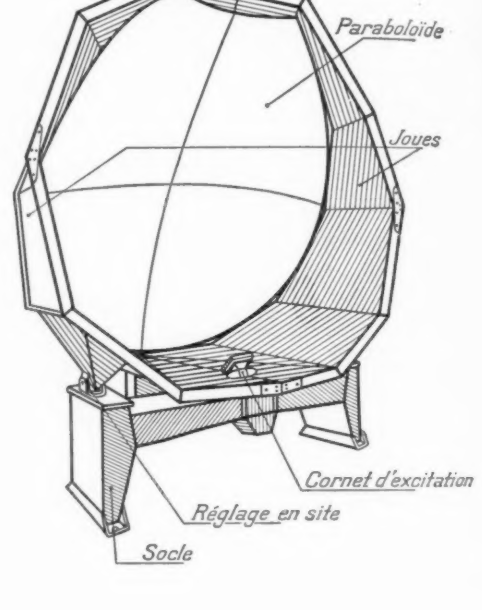


Fig. 19.

Un ferrite, polarisé par un champ H, possède une fréquence de résonance qui est approximativement donnée par l'équation

$$F\,(\mathrm{Mc/s}) = 3H_0\,(\mathrm{Oe}).$$

Si en un point du ferrite il existe un champ magnétique U. H. F. polarisé circulairement dans le plan perpendiculaire au champ magnétique H_0, et tournant à la fréquence de résonance dans le sens direct par rapport à H_0, les spins seront entraînés dans un mouvement de rotation autour de H_0. L'amplitude de ce mouvement est limité par des frottements internes qui *absorbent* l'énergie électromagnétique U. H. F. Si le sens de rotation du champ U. H. F. est inversé, l'onde U. H. F. ne pourra entraîner les spins et *aucune atténuation* ne se manifestera. Or il existe, dans la section droite d'un guide rectangulaire parcouru par l'onde TE_{10}, deux points A et B en lesquels le champ magnétique est polarisé circulairement (*fig.* 20). Si l'on place en ces deux points une plaquette de ferrite parallèle au petit côté et convenablement polarisée, on pourra donc atténuer l'onde qui se propage dans un sens et transmettre sans atténuation celle qui se propage dans le sens inverse.

Cet appareil est simple et permet d'obtenir d'excellentes performances :

— La fréquence de 4 000 Mc/s correspond à des champs magnétiques de résonances de l'ordre

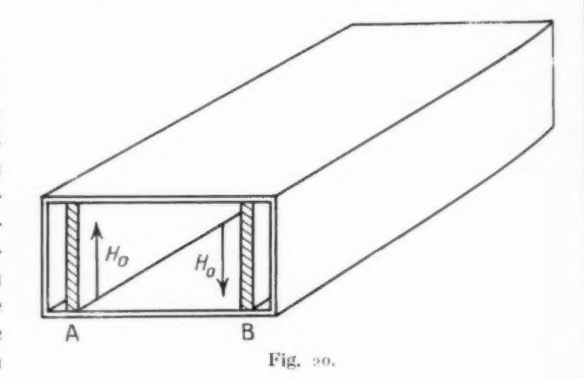


Fig. 20.

de 500 Oe, donc à des aimants peu encombrants et peu coûteux.

— Il faut, pour obtenir des performances direc-

tionnelles intéressantes que les plaquettes soient minces. Dans ces conditions, le taux d'ondes stationnaires qu'elles introduisent est faible et facile à corriger dans une très grande bande de fréquence.

— Une variation des caractéristiques de construction ne peut pas influer gravement sur les caractéristiques de l'appareil. Un déplacement transversal des plaquettes de ferrite ne peut que modifier l'atténuation dans le sens inverse. Le taux d'ondes stationnaires reste inchangé. De même, la variation de directivité avec le champ magnétique continu est lente. On peut tolérer des écarts de ± 10 % sur le champ sans inconvénients notables. Même si le champ sortait de ces limites, ce qui peut se produire pour une cause accidentelle, la détérioration des propriétés directives de l'appareil serait beaucoup moins gênante que l'apparition du taux d'ondes stationnaires par exemple.

L'isolateur est placé dans un guide dont le petit côté a été réduit à 13,5 mm. Ceci permet de réduire l'entrefer, donc d'utiliser des aimants permanents moins coûteux, et aussi de diminuer les bruits magnétiques, donc d'assurer un champ plus uniforme dans le guide. L'adaptation au guide normal est faite par un transformateur quart d'onde. Elle est complétée par une vis à chaque extrémité de l'appareil qui permet de réduire le faible taux d'ondes stationnaires qui subsiste. Étant donné les propriétés directives de l'ensemble, les réglages de ces vis sont indépendants.

Pour couvrir la bande totale, on a réalisé deux isolateurs, destinés respectivement aux intervalles 3 800-4 000 et 4 000-4 200 Mc/s. Les performances de ces appareils, qui diffèrent seulement

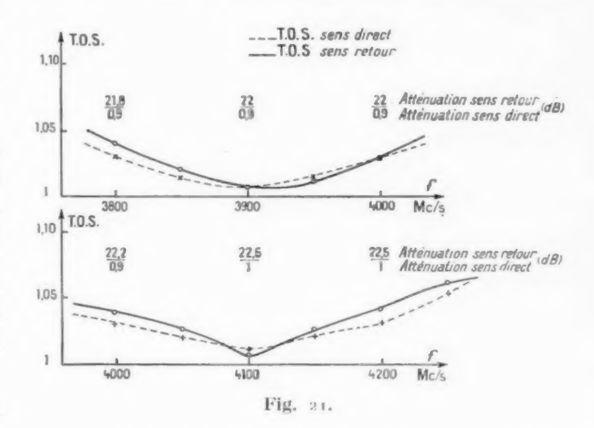


Fig. 21.

par le transformateur quart d'onde et la longueur de l'élément de ferrite, sont représentées sur la figure 21.

L'auteur ne saurait passer sous silence la collaboration de M. J. Robieux à qui l'on doit, en particulier, la réalisation complète des isolateurs à ferrites. Il remercie également MM. Magne, Denis et Clément de l'aide qu'ils lui ont apporté en de nombreuses occasions.

BIBLIOGRAPHIE.

[1] L. J. Libois et M. Thué, *Bruit et diaphonie dans les liaisons multiplex à modulation de fréquence* (*Câbles et Transmission*, n° 2, avril 1956).

[2] J.-C. Simon, *Quelques problèmes de fluctuation en Radioélectricité* (*Annales de Radioélectricité*, t. 10, n° 39, janvier 1955).

[3] U. S. patent n° 2.531.447 du 28 novembre 1950.

[4] J.-C. Simon et G. Broussaud, *Les filtres passe-bande en hyperfréquences* (*Annales de Radioélectricité*, t. 8, n° 31, janvier 1953).

[5] Ragan, *Microwave transmission circuits*, Série du M. I. T., n° 9.

[6] Silver, *Microwave Antenna*, Série du M. I. T., n° 12.

[7] A. G. Fox, S. E. Miller et M. T. Weiss, *Behavior and Applications of Ferrites in the microwave region* (*Bell Syst. Techn. J.*, vol. 34, n° 1, janvier 1955).

DISPOSITIF D'AIGUILLAGE DE VOIES TÉLÉPHONIQUES ADAPTÉ AUX STATIONS RELAIS MX 620 (1)

PAR E. MORVAN,

Département « Multiplex »
de la Société Française Radioélectrique.

SOMMAIRE. — *La Société Française Radioélectrique a récemment mis au point des équipements annexes destinés à étendre les possibilités d'exploitation du multiplex à impulsions, type* MX 620, *à 12 ou 24 voies.*

L'article est consacré à l'un d'entre eux : la démodulation partielle d'un groupe de trois voies dans une station relais.

Après en avoir examiné l'intérêt et le principe de fonctionnement, l'auteur décrit les caractères essentiels de cette réalisation qui se distingue par l'originalité de son circuit fondamental « le sélecteur de voies ».

Délaissant les lignes à retard et les cellules de déphasage, le nouveau système utilise l'échelonnement en escalier de l'amplitude des signaux à sélectionner (C. D. U. : 621.396.4).

SUMMARY. — *The Société Française Radioélectrique has recently developed ancillary equipment for extending the operating facilities of the Type MX 620 12 or 24-channel pulse multiplex.*

The following article deals with one of these : the partial demodulation of a 3-channel group at a relay station.

After examining its special interest and its operating principle, the author describes the main features of the equipment which stands out by the novelty of its basic circuit " the channel selector ".

Departing from delay lines and phase-shifting networks, the new system utilises the gradation in steps of the amplitude of the signals to be selected (U. C. D. : 621.396.4).

INTRODUCTION.

L'équipement à démodulation partielle 3 voies est prévu pour être associé au multiplex à impulsions MX 620 dont les caractéristiques ont été longuement exposées dans un article précédent [1]. Rappelons que ce matériel permet de réaliser rapidement des liaisons téléphoniques de très bonne qualité sur 12 ou 24 voies. Le MX 620, matériel militaire par excellence, offre de grandes facilités d'exploitation pour répondre immédiatement aux besoins d'une unité en campagne.

(1) Manuscrit reçu le 27 avril 1957.

Une liaison multiplex comporte souvent, outre les deux stations terminales, un certain nombre de stations relais intermédiaires. Les stations relais ont pour but essentiel de permettre au faisceau multiplex de franchir, sans atténuation excessive, les obstacles matériels.

Dans bien des cas cependant, il est souhaitable d'utiliser ces stations non seulement comme simples moyens de transit, mais aussi comme centres d'aiguillage de voies téléphoniques.

Une telle disposition s'avère en effet indispensable chaque fois qu'on désire allouer aux stations relais un certain nombre de voies, soit pour communiquer entre elles ou avec les stations terminales, soit pour

atteindre à partir d'elles des abonnés situés dans d'autres secteurs.

Le MX 620, dans sa version d'origine, permettait de réaliser une structure de ce genre en associant aux bâtis radio de la station relais deux bâtis impulsions; il suffisait alors de raccorder entre elles les voies itinérantes et d'aiguiller les autres vers leurs destinataires.

Le dispositif de démodulation partielle de 3 voies conduit au même résultat en utilisant un seul bâti « impulsions » de mêmes dimensions que celles du bâti impulsions d'origine.

Le triage des voies s'effectue dans ce cas avant démodulation, en retranchant ou en ajoutant des impulsions nouvelles au groupe des signaux reçus ou à retransmettre, limitant ainsi les opérations aux seules voies à dériver du réseau. Cette solution conduit à une réalisation simple, légère et de faible consommation, où la qualité des voies itinérantes n'est pas affectée par une démodulation supplémentaire.

La mise en exploitation s'effectue sans réglage, car il suffit de repérer à l'aide des sélecteurs les voies qu'on désire démoduler. L'entretien et le dépannage n'exigent pas de spécialiste, de nombreux points de test facilitent en effet au maximum les opérations de contrôle.

De nombreux éléments constitutifs sont interchangeables avec ceux du MX 620, c'est le cas notamment des voies émission, des voies réception et de l'alimentation générale, la constitution des stocks de rechange se trouve de ce fait fortement simplifiée.

La recherche d'une solution simple du problème a conduit à remplacer les lignes à retard, éléments de base utilisés dans le MX 620 pour la distribution des signaux dans le temps, par des distributeurs en escalier dont nous allons examiner le principe de fonctionnement.

I. PRINCIPE GÉNÉRAL DE FONCTIONNEMENT.

Les liaisons multiplex MX 620 à 12 ou 24 voies équipées de démodulation partielle 3 voies, sont constituées dans le cas général de deux stations terminales A et B et d'une station relais R. Cette disposition représentée (*fig.* 1) permet d'établir un trafic bilatéral sur 3 voies :

— entre R et A, d'une part;

— entre R et B, d'autre part.

Les deux stations terminales A et B demeurent reliées directement entre elles par 21 voies.

L'insertion dans le réseau téléphonique A, B de six abonnés à la station relais impose pour chacune des voies choisies une suite d'opérations qui peuvent s'énumérer :

a. Prélèvement de l'impulsion de la voie choisie dans le train des 24 voies se présentant à la sortie du récepteur;

b. Démodulation de la voie ainsi prélevée;

c. Effacement de l'impulsion sur le train de signaux à retransmettre vers la station suivante (cette impulsion atteint en effet sa destination et ne doit pas repartir du relais);

d. Création et modulation d'une voie nouvelle;

e. Insertion de cette nouvelle impulsion dans le train des signaux à retransmettre vers la station suivante à la place libérée par l'impulsion effacée.

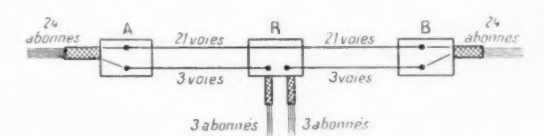


Fig. 1. — Schéma type d'une liaison multiplex 24 canaux comportant deux stations terminales A et B et une station relais R équipée en démodulation partielle 3 voies

Ces opérations doivent s'effectuer dans les deux sens de transmission (voir *fig.* 2).

Le prélèvement de l'impulsion choisie dans le groupe de signaux reçus et son effacement du groupe à retransmettre s'effectuent respectivement par addition et soustraction à ces groupes d'un signal de commande (*fig.* 3).

Ce signal est une impulsion de largeur bien définie et telle que ses deux flancs s'inscrivent exactement dans l'intervalle séparant deux voies consécutives modulées au maximum.

La démodulation et la modulation s'effectuent suivant les procédés utilisés dans les stations terminales du MX 620 à partir d'une impulsion fine, judicieusement calée (impulsion de ligne à retard).

Toutes ces opérations, prélèvement, effacement, démodulation et modulation, ont pour signal de base une impulsion de largeur bien définie (4,8 μs, soit la largeur d'un créneau à 208 kc/s), placée par rapport au signal de synchronisation sur une position définie par le rang du canal à démoduler. La création de cette impulsion, qui doit pouvoir occuper 24 positions différentes dans un intervalle

de 125 μs (durée d'une période), apparaît ainsi comme l'opération clef de la démodulation partielle.

Cette impulsion est l'aboutissement d'une suite d'opérations dont la principale, la sélection, s'opère par détection à niveau choisi d'un signal en escalier.

et dans le cas complexe de la démodulation partielle, conduirait à une réalisation délicate.

Une autre solution, le déphasage par plots d'un signal sinusoïdal à 8 kc/s, fréquence de récurrence des impulsions, n'a pas permis d'obtenir les garanties

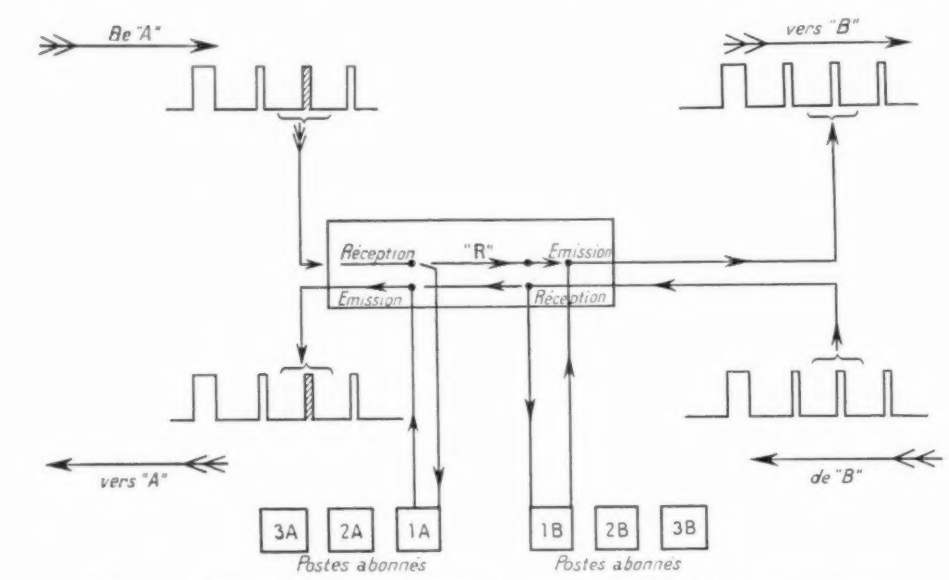


Fig. 2. — Plan général de fonctionnement d'un bâti à démodulation partielle 3 voies.

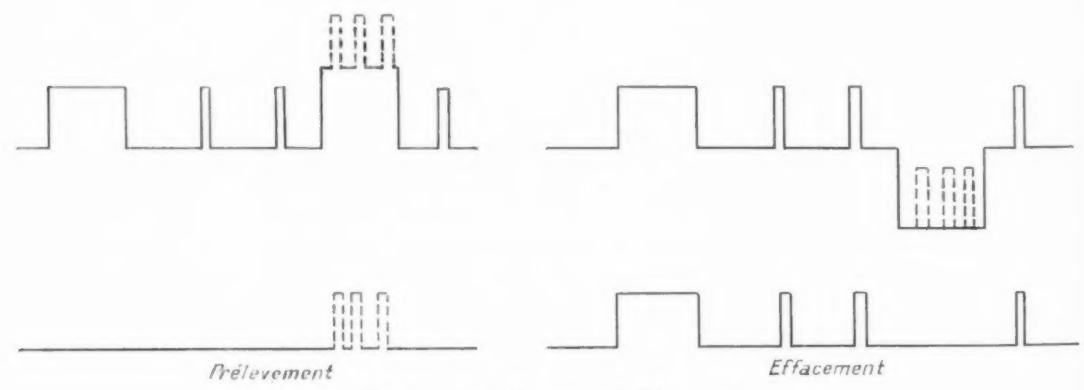


Fig. 3. — *a*. Prélèvement; *b*. Effacement.

1.1. Générateur de signal en escalier.

L'impulsion de sélection, dont la position est réglable par rapport au signal de synchronisation suivant le rang de la voie à démoduler, peut être obtenue de différentes façons. Une ligne à retard permettrait d'opérer une telle distribution, cependant son emploi pour un nombre de voies limité,

de stabilité requises. L'expérimentation a finalement désigné, comme meilleure solution, la sélection par amplitude, qui est réalisée de la façon suivante :

Le signal recueilli à la sortie du récepteur est composé d'une suite de trains d'impulsions comptant chacun une impulsion large de synchronisation

et 25 impulsions fines de voies (*fig.* 5 *a*). L'impulsion de synchronisation, préalablement isolée, est portée à une amplitude élevée (200 V environ) (*fig.* 5 *b*). Ce signal charge rapidement, à travers une diode D, un condensateur C_1 monté dans le circuit plaque d'un tube pentode Z_1 (*fig.* 5 *e*). Par ailleurs Z_1 reçoit sur sa grille de commande les impulsions fines positives et négatives obtenues par différentiation des créneaux à 208 kc/s, 208 kc/s étant la fréquence de répétition des voies (*fig.* 5 *c*, 5 *d*).

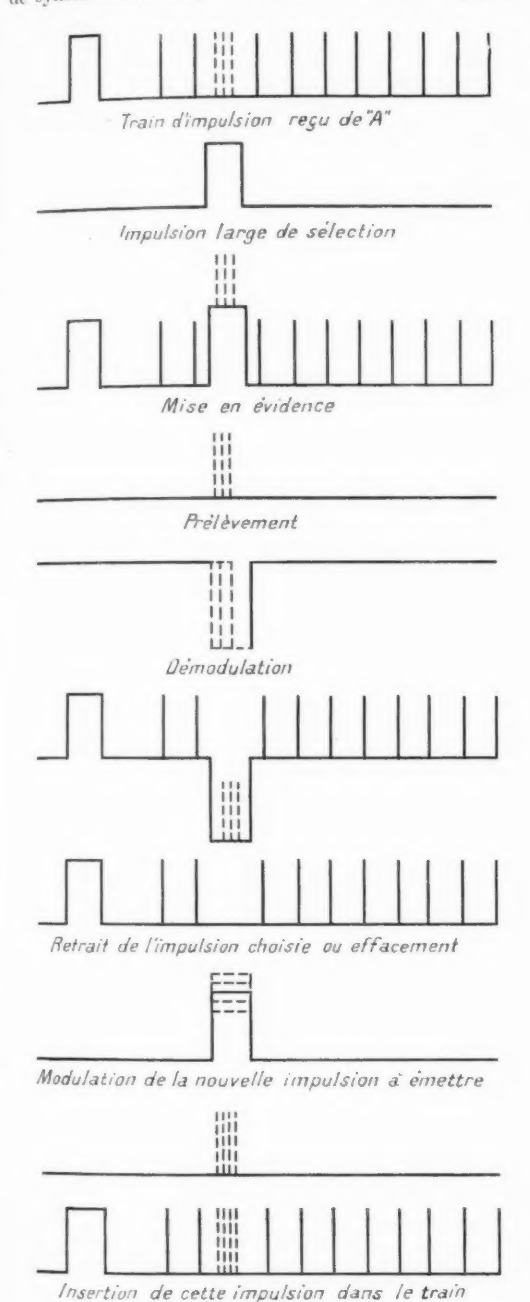


Fig. 4. — Tableau synoptique des opérations effectuées dans un bâti à démodulation partielle 3 voies.

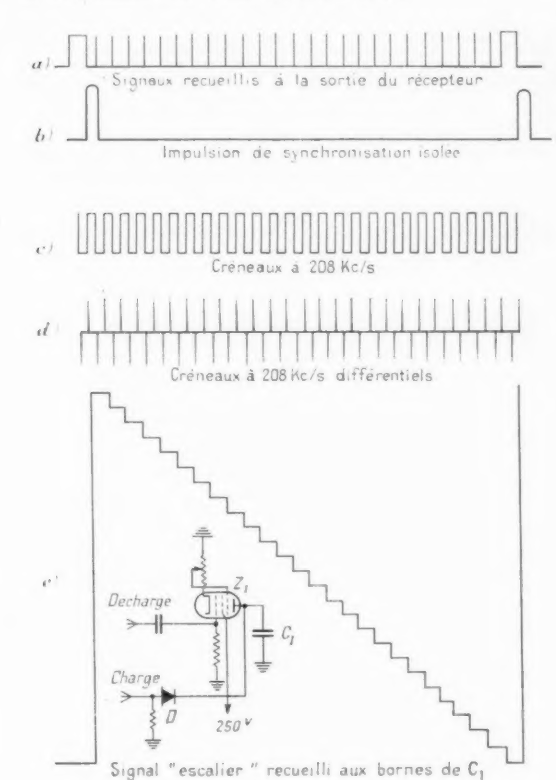


Fig. 5. — Création du signal escalier.

a. Signaux recueillis à la sortie du récepteur; *b*. Impulsion de synchronisation isolée; *c*. Créneaux à 208 kc/s; *d*. Créneaux à 208 kc/s différentiés; *e*. Signal escalier recueilli aux bornes de C_1.

Les impulsions positives provoquent à chaque passage une décharge du condensateur C_1. Entre ces impulsions, Z_1 est polarisé par courant grille dû aux signaux forts qui lui sont appliquées et demeure bloqué.

Les impulsions de commande de la décharge de C_1 étant toutes rigoureusement identiques, la pentode Z_1 opère ainsi des décharges successives à courant constant provoquant aux bornes de C_1 des variations de tension d'amplitude égale.

En effet, la tension aux bornes de C_1 s'écrit

$$V_c = \frac{1}{C_1}\int i\,dt,$$

où i et dt prennent la même valeur à chaque impulsion.

Le signal résultant prend l'aspect d'un escalier aux marches régulières (*fig.* 5 *e*).

L'impédance du circuit générateur du signal escalier est très élevée : il convient de l'abaisser pour l'utilisation par un tube montée en cathodyne.

1.2. Sélecteur.

Le signal escalier a pour but d'établir une relation amplitude-temps entre les 26 créneaux à 208 kc/s appartenant à une période du 8 kc/s.

Le rôle du sélecteur consiste à ne prélever ce signal

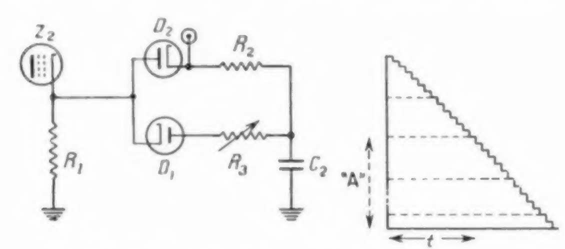


Fig. 6. — Schéma d'un circuit de sélection.

qu'à partir d'une amplitude A correspondant au temps t défini par le rang du canal à démoduler (*fig.* 6).

La sélection s'opère au moyen de deux diodes montées en opposition suivant le schéma ci-après (*fig.* 6).

Le signal escalier peut approximativement être assimilé à une dent de scie d'amplitude E. Cette dent de scie, apparaissant aux bornes de la résistance R_1 de charge du tube Z_2, est appliquée simultanément aux deux diodes D_1 et D_2, la cathode de D_2 étant reliée à l'anode de D_1.

L'anode de D_2 et la cathode de D_1 sont réunies par deux résistances R_3 variable et R_2 fixe. Le point commun à ces deux résistances est relié à un condensateur C_2 qui referme le circuit vers la masse.

Lorsque le signal positif d'amplitude E apparaît aux bornes de R_1, D_1 conduit et le condensateur C_2 se charge à travers R_3.

Soit V_c la tension aux bornes du condensateur C_2; à un moment donné, les deux tensions, celle du signal et V_c sont égales, puis V_c se maintient supérieure au signal jusqu'à la fin du cycle.

Dès que V_c devient supérieure au niveau du signal, la diode D_2 conduit et C_2 se décharge à travers R_2. La valeur du produit $R_3 C_2$ définit une tension V_c pour laquelle les effets conducteurs de D_1 et D_2 s'inversent. Soit A′ ce point sur la figure 7 *a*.

Les triangles rectangles A′B′C et ABC sont semblables dans un rapport de similitude K qui ne dépend que du rapport $\frac{R_3}{R_2}$ choisi.

Dans ces triangles,

$$\frac{A'B'}{AB} = \frac{B'C}{BC} = k$$

ou

$$\frac{V_c}{E} = \frac{T-t}{T} = k,$$

T désignant la période égale à 125 µs.

Il en résulte que tant que ces triangles demeurent semblables, c'est-à-dire tant que la forme du signal n'est pas altérée, on a toujours

$$T - t = kT;$$

T et K étant des constantes, on voit que le temps t qui définit le point de sélection ne dépend nullement de la valeur de la tension E du signal appliqué.

Ce montage permet donc une définition d'un temps t insensible aux variations possibles d'amplitude du signal E.

La substitution du signal « escalier » à la dent de scie, accroît considérablement la sécurité de définition du temps t.

En effet, avec la dent de scie, nous voyons qu'une variation de $\frac{E}{V_c}$ aussi faible soit-elle entraîne une variation de t.

Dans le cas de l'escalier, la variation d'amplitude du signal s'effectue par bonds. La tension V_c choisie au milieu d'une marche (point M de la figure 7 *b*) peut tolérer une certaine variation par rapport à E sans altération de la définition du temps t.

Le principe de fonctionnement du sélecteur montre que seul le choix du rapport $\frac{R_3}{R_2}$ détermine le rang du signal prélevé, ce raisonnement n'est valable que si la valeur de C_2 est élevée. Dans la pratique, il convient de tenir compte de la résistance de la source et de la résistance directe des diodes qui ne sont pas nulles et conduisent à réduire considérablement la valeur de C_2 pour prélever les premiers signaux.

La réalisation du circuit de sélection ne peut donc

se faire que par un choix judicieux de R_3, R_2 et C dont les valeurs peuvent se déterminer de la façon suivante.

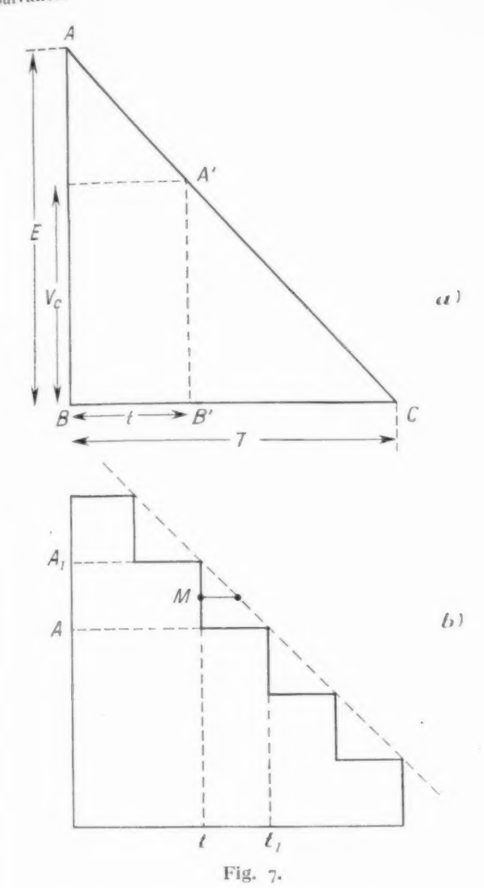


Fig. 7.

1.3. Détermination des valeurs de R_2, R_3, C_2.

Pour simplifier, assimilons le signal escalier à une dent de scie. Nous voyons (*fig.* 8) que le signal escalier est toujours compris entre la dent de scie passant par les arêtes inférieures des marches et la dent de scie passant par les arêtes supérieures. Prenons comme signal de base la dent de scie passant par le milieu des marches.

Posons :

E, amplitude du signal;

T, 125 μs, période de récurrence du signal de la dent de scie.

Le signal en dent de scie est de la forme

$$E\left(1-\frac{t}{T}\right).$$

Le but du calcul est de déterminer les valeurs des constantes de temps $r_2 C$ (*fig.* 9) qu'il convient d'adopter pour obtenir les 24 positions de coupure du signal par la diode D_1.

La réponse du circuit fait apparaître :

— une phase de charge au cours de laquelle le signal est établi, puis décroît, tandis que la ten-

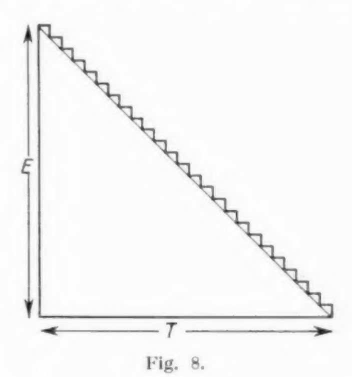


Fig. 8.

sion V_c aux bornes du condensateur C croît (le courant circule alors dans r_i, D_2, r_2 et C);

— une phase de décharge qui s'établit à partir du moment où V_c atteint la tension du signal et

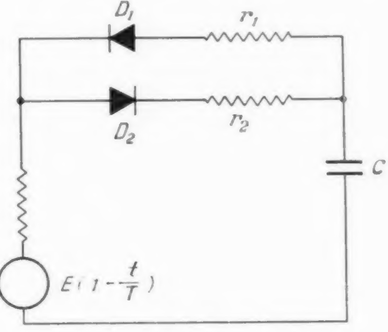


Fig. 9.

au cours de laquelle C se décharge dans le circuit r_1, D_1 et r_i.

La décharge du condensateur C n'est jamais totale à la fin de chaque cycle, en conséquence il demeure aux bornes de C une tension résiduelle qui atteint une valeur fixe pour une valeur donnée des éléments du circuit.

Considérant le régime permanent établi, nous avons (*fig.* 10) :

KE, tension résiduelle aux bornes de C;

T_1, temps au bout duquel l'amplitude de la dent de scie atteint celle de la résiduelle KE,

$$T_1 = T(1 - K),$$

K étant un coefficient à déterminer pour chaque valeur de r_2 ou de C.

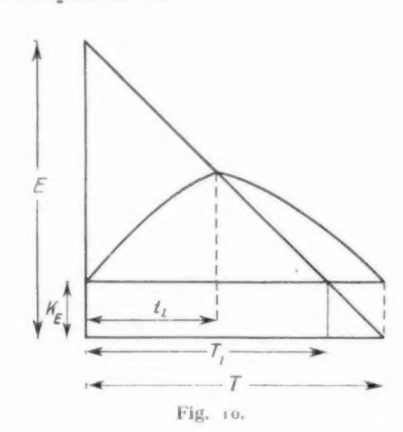


Fig. 10.

1.3.1. Phase de charge. — La tension aux bornes de C s'écrit

$$V_c = KE + \frac{1}{c}\int i\,\mathrm{d}t,$$

où

$$\frac{1}{c}\int i\,\mathrm{d}t = E(1 - K)\left(1 - \frac{t}{T_1}\right) - Ri,$$

avec

$$R = r_i + r_2.$$

La solution :

$$V_c = E\left(1 - \frac{t}{T}\right) - RE(1 - K)\left[\left(\frac{T_1 + RC}{RT_1}\right)e^{-\frac{t}{CR}} - \frac{c}{T_1}\right]$$

montre que la tension V_c égale celle du signal $E\left(1 - \frac{t}{T}\right)$ quand le courant s'annule dans le circuit de charge, l'expression de ce courant étant

$$i = E(1 - K)\left[\left(\frac{T_1 + RC}{RT_1}\right)e^{-\frac{t}{CR}} - \frac{c}{T_1}\right],$$

d'où

$$t = CR\,\mathrm{Log}\left(1 + \frac{T_1}{CR}\right).$$

Cette expression indique que le temps t ne dépend nullement de l'amplitude E du signal.

1.3.2. Phase de décharge. — Si t_1 est le temps qui vient d'être déterminé à partir duquel commence la décharge de C, la durée de cette décharge est

$$T = t_1;$$

à l'instant $t = T$, nous devons avoir

$$V_c = KE \quad (fig.\ 10),$$

appelons E_1 l'amplitude du signal à l'instant t_1,

$$E_1 = E\left(1 - \frac{t_1}{T}\right).$$

La tension aux bornes du condensateur pendant la phase de décharge s'écrit

$$V_c = -\frac{1}{c}\int i\,\mathrm{d}t = E_1\left(1 - \frac{t}{T - t_1}\right) + R_1 i.$$

avec

$$R_1 = r_1 + r_i.$$

La solution

$$V_c = \frac{R_1 E_1 C}{T - t_1}\left(1 - e^{-\frac{T - t_1}{CR_1}}\right) = KE$$

permet de déterminer

$$K = \frac{R_1 C}{T}\left(1 - e^{-\frac{T - t_1}{CR_1}}\right).$$

1.3.3. Détermination des valeurs de CR. — Cette détermination s'effectue par une méthode graphique.

Les valeurs de Cr_2 se déduisent de celles de CR, car $R = r_1 + r_i$, avec r_i connu et constant,

$$\frac{t}{CR} = \mathrm{Log}\left(1 + \frac{T_1}{CR}\right)$$

en remplaçant T_1 par sa valeur : $T(1 - K)$,

$$\frac{t}{CR} = \mathrm{Log}\left(1 + \frac{T}{CR} - \frac{KT}{CR}\right),$$

en posant

$$\frac{T}{CR} = x.$$

L'expression précédente s'écrit

$$\frac{t}{T}x = \mathrm{Log}(1 + x - Kx).$$

Le premier membre de cette expression représente une droite, le second une courbe. Dans la recherche des valeurs de CR et, par suite, de x, qui permettront d'obtenir la coupure de la dent de scie au temps t, t devient un paramètre.

Sur un graphique, nous tracerons la courbe de $\mathrm{Log}(1 + x - Kx)$ pour toutes les valeurs de x

allant de o à l'infini, puis 24 droites représentant $\frac{t}{T}.x$ pour les 24 valeurs données de t correspondant aux 24 voies à prélever. Les points d'intersection des droites et de la courbe donneront directement les solutions recherchées.

comprises entre o et 1, les variations du second membre en fonction de x peuvent se représenter par une famille de courbes.

L'ensemble des droites et des courbes, portées sur un même tableau, constitue un réseau; chaque point d'intersection d'une droite de rang donné,

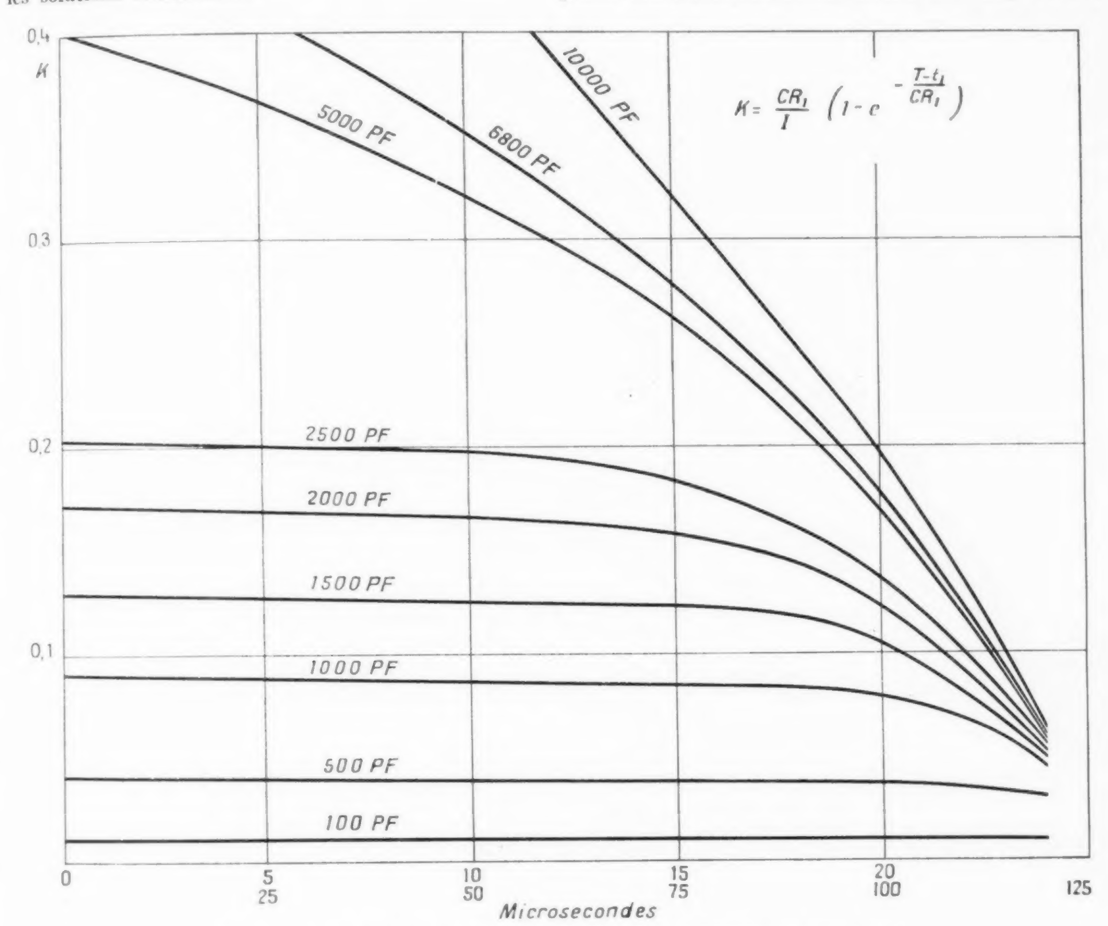


Fig. 11. — Variation de K en fonction de t pour différentes valeurs de C.

1.3.4. Établissement et utilisation des courbes. — En donnant à t, de l'équation précédente, toutes les valeurs correspondant au rang de chacune des 24 voies dans un même train d'impulsions, on peut représenter le premier membre par un faisceau de 24 droites. Chacune de ces droites relie le point origine o à l'un des 24 points désignés sur les figures 12 *a*, *b*, *c* par P 24, P 23, ... obtenus en donnant à x une valeur particulière ($x = 0{,}5$, 1 ou 10 suivant les cas) pour les 24 valeurs de t. De même, en donnant à K une série de valeurs

avec les différentes courbes, fournit une solution pour la voie de ce rang.

Il y a donc une infinité de solutions pour une voie donnée, chacune d'entre elles correspondant à une valeur particulière de K.

Considérons l'expression de K

$$K = \frac{CR_1}{T}\left(1 - e^{-\frac{T-t_1}{CR_1}}\right)$$

en prenant C comme paramètre et t_1 comme variable dans l'intervalle o à 125 μs, nous pouvons tracer

autant de courbes représentatives des variations de K que de valeurs de C.

La figure 11 représente un tel groupe de courbes; en abcisse, nous avons porté le rang de chacune des voies à la place qu'elles occupent dans un intervalle de 125 μs.

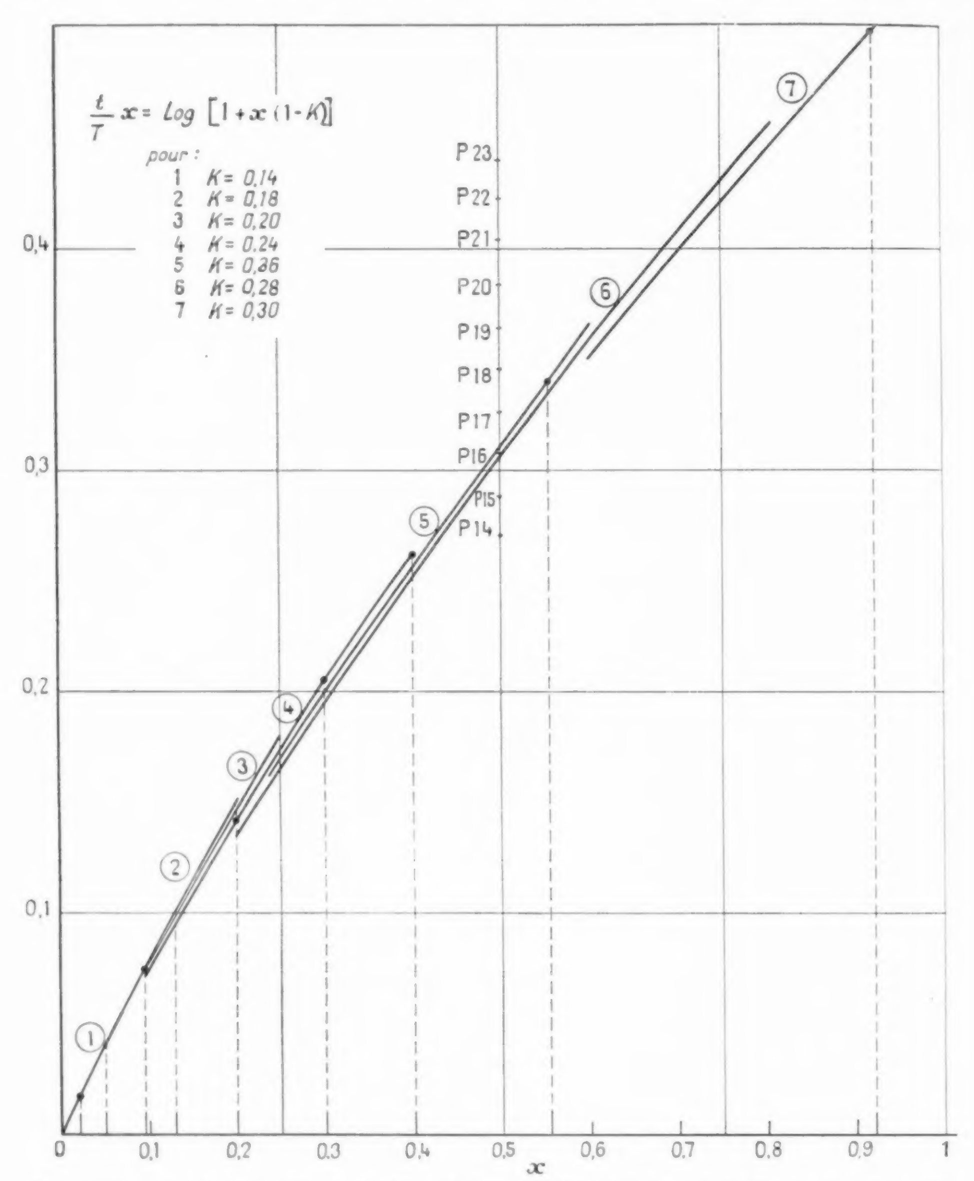


Fig. 12 *a*. — Courbes permettant de déterminer pour différentes valeurs de K, et par suite de C, les valeurs de x à choisir pour sélectionner chacune des 24 voies. Voies de 24 à 14.

La façon d'opérer pour déterminer les constantes C et R est désormais très simple.

Sur la droite choisie, nous retenons un point d'intersection avec l'une des courbes (*fig.* 12). Ce point fournit, nous l'avons vu, une solution au problème pour une valeur déterminée de K.

En nous reportant à la courbe (*fig.* 11), nous recherchons à la hauteur du rang de la voie choisie la courbe correspondant à la valeur retenue de K, nous obtenons ainsi la valeur de capacité à adopter.

Connaissant

$$x_1 = \frac{T}{CR_1},$$

nous avons

$$CR_1 = \frac{T}{x_1},$$

comme de plus nous connaissons C, le problème est résolu.

Exemple. — Quelles sont les constantes à adopter pour la voie 12 ?. La figure 12 *b* fournit quatre points d'intersection de la droite P 12 et des courbes.

Choisissons le point correspondant à la courbe 8. Nous avons

$$x = 1,5, \qquad \text{d'où} \qquad CR_1 = 83.$$

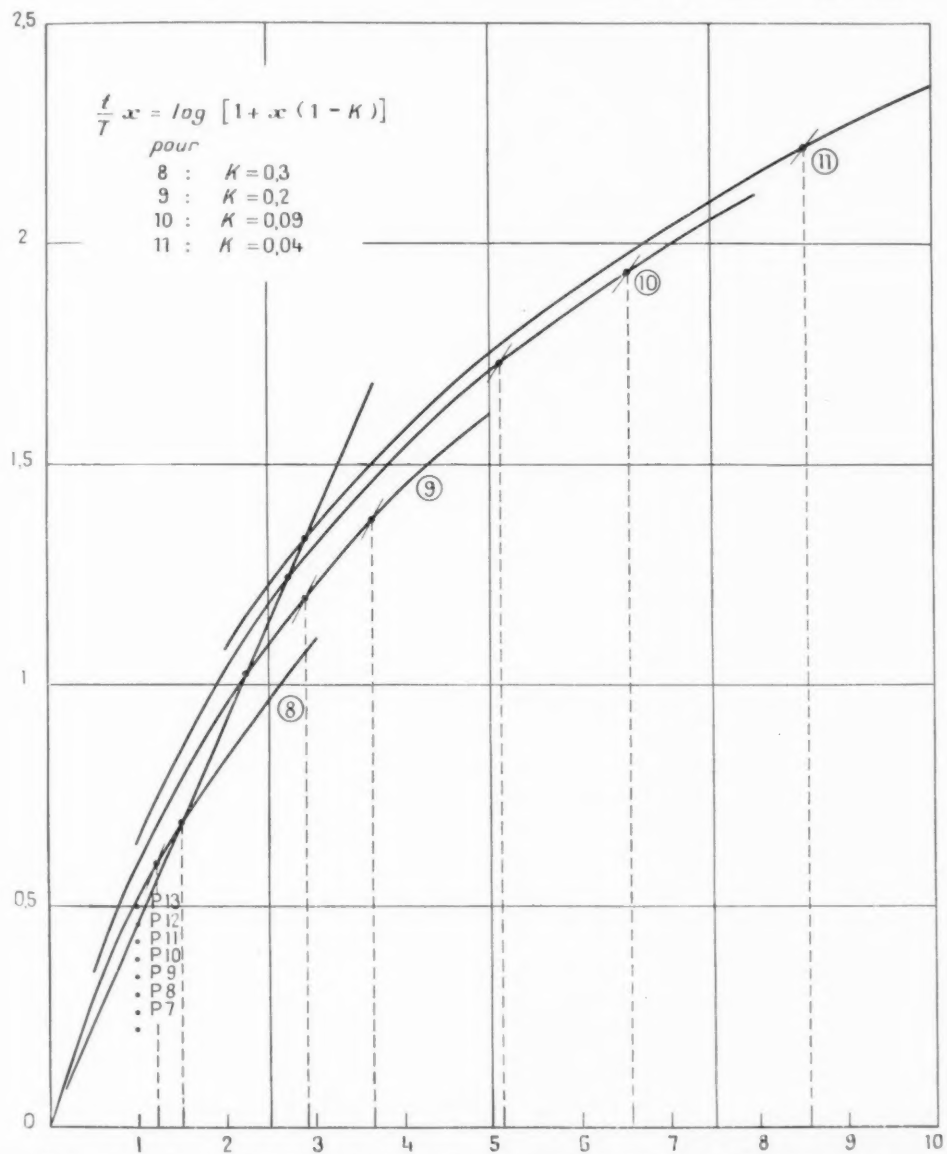


Fig. 12 *b*. — Courbes permettant de déterminer pour différentes valeurs de K, et par suite de C, les valeurs de x à choisir pour sélectionner chacune des 24 voies. Voies de 13 à 7.

La courbe 8 correspond à $K = 0{,}32$.

Sur la figure 11, en face du point 12, nous trouvons pour $K = 0{,}32$

$$C = 6\,800 \text{ pF}.$$

Les constantes recherchées sont donc

$$C = 6\,800 \text{ pF},$$
$$R_1 = 12\,200\ \Omega.$$

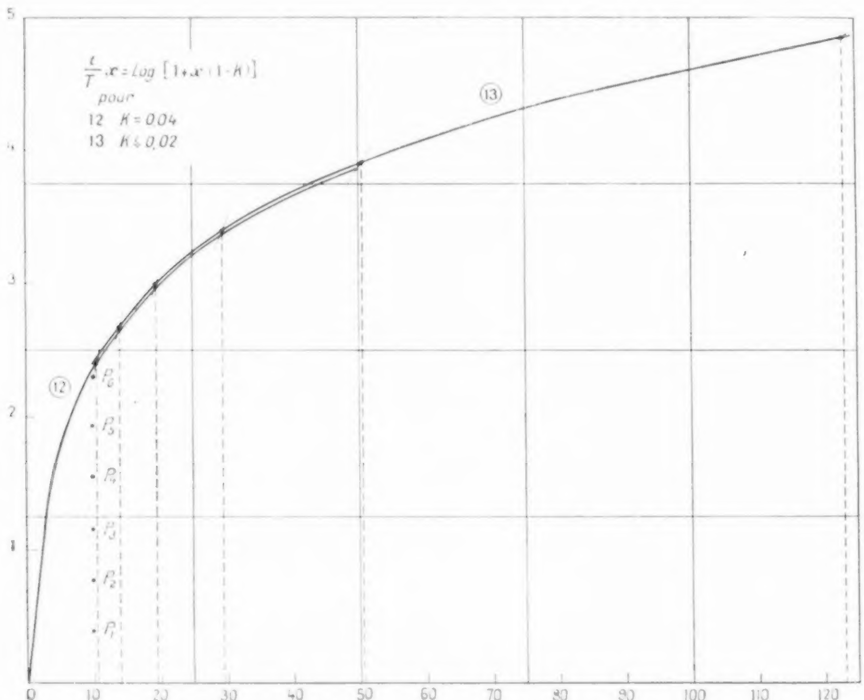


Fig. 12 c. — Courbes permettant de déterminer pour différentes valeurs de K, et par suite de C, les valeurs de x à choisir pour sélectionner chacune des 24 voies. Voies de 6 à 1.

Remarques. — 1. L'établissement des tables graphiques a été limité à quelques valeurs de C d'intérêt pratique; il est en effet commode dans la réalisation de conserver la même valeur de C pour plusieurs voies.

2. La figure 13 présente une comparaison entre les résultats obtenus par calcul et les valeurs relevées sur un montage. Ce tableau fait ressortir une faible dispersion des résultats, excepté pour les premiers points où le calcul n'a pas tenu compte des constantes réparties (capacités et résistances parasites des diodes et du câblage).

3. La figure 14 fait apparaître la sécurité du montage : cette figure présente en pour-cent les variations tolérables pour les valeurs des éléments C et R au-delà desquelles s'introduit une erreur de sélection vers le plot précédent ou le suivant. On remarque que la limite tolérée est toujours supérieure à $\pm$ 10 % dans la partie centrale, elle est beaucoup plus élevée aux extrémités.

1.4. Production des impulsions de sélection.

Ces impulsions larges sont, nous l'avons vu, les signaux de base pour effectuer toutes les opérations que nous avons précédemment énumérées.

Pour réaliser de telles impulsions, les signaux délivrés par chacun des sélecteurs sont appliqués à un multivibrateur dont la constante de temps est supérieure à 125 µs (*fig.* 15).

L'état stable de ce multivibrateur est tel que Z_4 est normalement bloqué tandis que Z_3 débite. Les signaux du sélecteur sont appliqués à la grille de Z_3. Le front avant de ces signaux est positif, il confirme l'état stable du multivibrateur, la première marche de l'escalier se présentant correspond à une impulsion négative, elle a pour effet de faire basculer le multivibrateur.

Une différentiation par self fait apparaître une

impulsion très fine négative dont la position coïncide avec la marche choisie du signal escalier; elle on produit par charge et décharge successives d'une capacité C_3 à travers un système de deux diodes

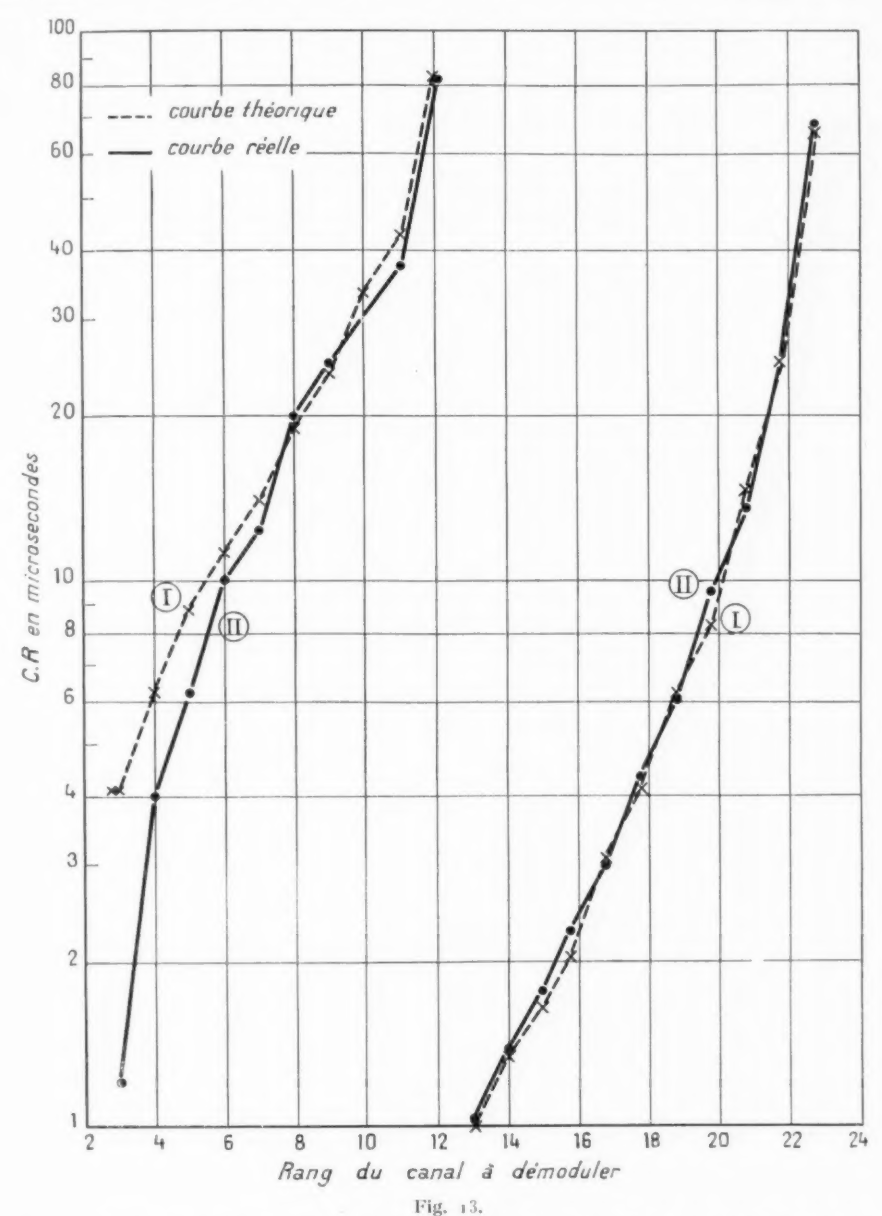


Fig. 13.

- - - - -, valeurs de *CR* obtenues par calcul; ———, valeurs de *CR* relevées sur un montage.

coïncide de même avec une impulsion fine positive obtenue par différentiation des créneaux à 208 Mc/s.

Partant de l'impulsion négative ainsi obtenue, d'une part, et d'autre part des créneaux à 208 kc/s, (*fig.* 16) suivant un procédé déjà exploité dans le MX 620 (circuit allongeur), une impulsion de largeur bien définie.

La position du flanc avant de cette impulsion est

déterminée par le signal négatif de charge de C_3 tandis que celle du flanc arrière correspond à la première pointe positive des signaux à 208 kc/s, se présentant par la suite.

1.5. Réalisation pratique.

Dans la réalisation pratique, le dispositif de distribution comporte pour chaque sens de transmis-

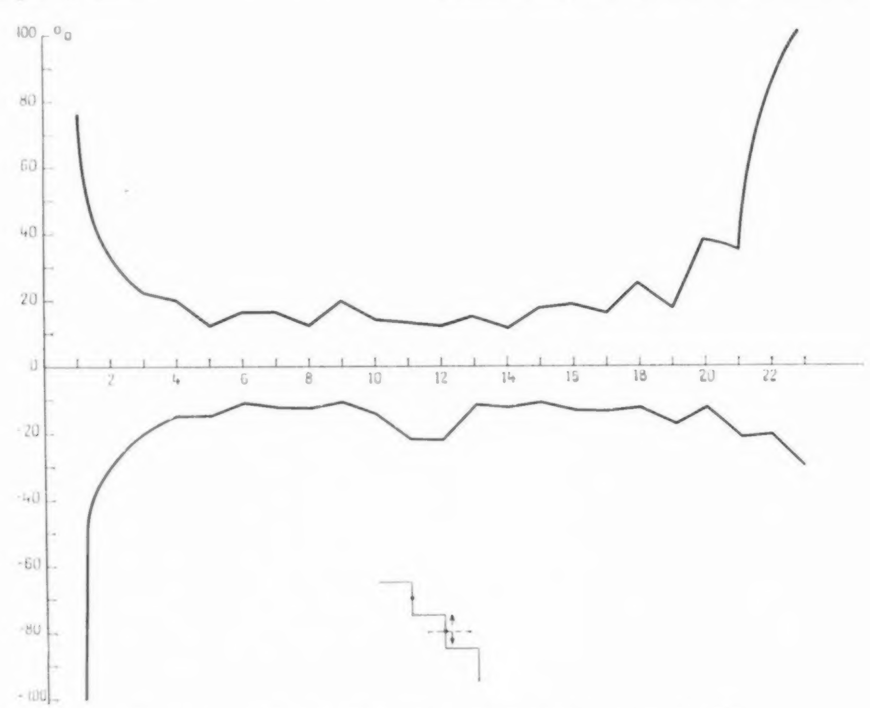


Fig. 14. — Limite des variations tolérables pour les valeurs de *CR*.

La largeur de l'impulsion résultante qu'on recueille aux bornes de C_3 est de 4,7 μs, sa position par rapport au signal de synchronisation est déterminée avec précision par le sélecteur.

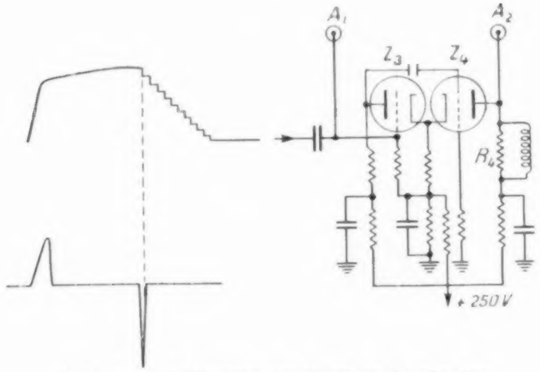


Fig. 15. — Utilisation du signal après sélection pour créer une impulsion fine correspondant à la première marche.

sion (*fig.* 17) :

— Un générateur de signal escalier;

— Un circuit répartiteur;

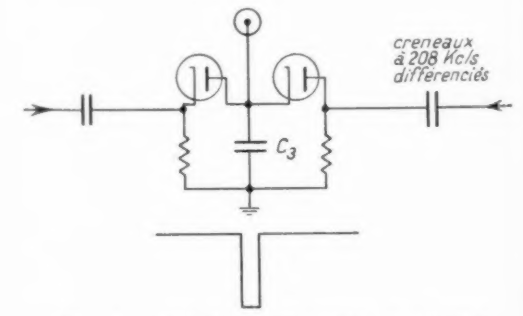


Fig. 16. — Création de l'impulsion de sélection.

— Trois sélecteurs (un par voie) comprenant chacun un commutateur à 24 positions et les circuits destinés à produire une impulsion large de sélection.

2. DESCRIPTION DU MATÉRIEL.

Pour des raisons d'homogénéité, l'équipement se présente sous la forme d'un bâti standard identique à celui du MX 620. Les éléments sont disposés de la façon indiquée sur les figures 18, 19 et 20.

L'alimentation, les voies émission et réception, le panneau de contrôle téléphonique, sont en tous points identiques aux organes équivalents du MX 620. Le panneau de contrôle téléphonique incomplètement utilisé (6 voies au lieu de 12) offre les mêmes possibilités que celui des stations terminales.

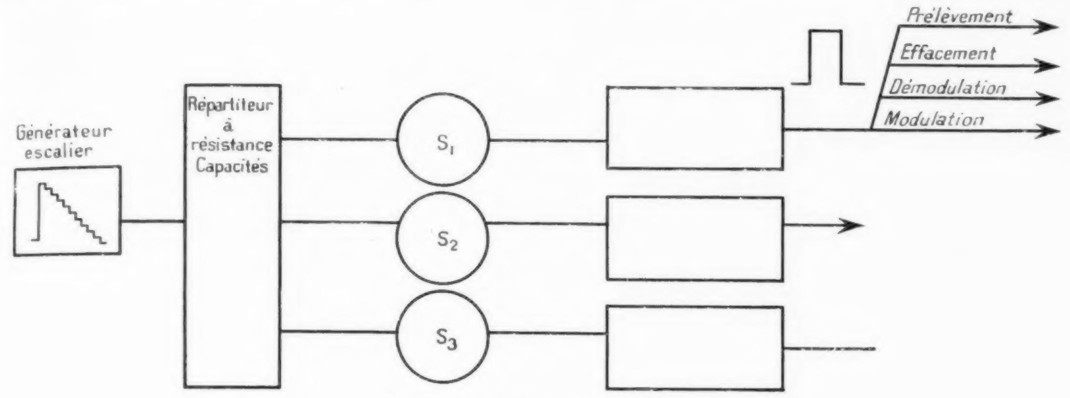


Fig. 17. — Plan de réalisation d'une platine de sélection.

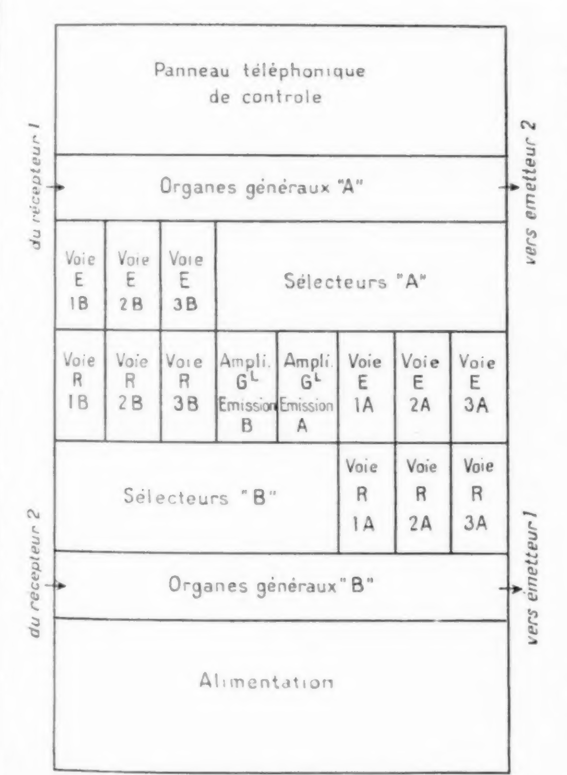


Fig. 18. — Disposition des éléments dans un bâti à démodulation partielle 3 voies.

Chaque équipement comporte en outre une caisse d'accessoires contenant les rechanges et les câbles de raccordement aux autres bâtis ainsi qu'un caisson alimentation batterie centrale.

2.1. Caractéristiques électriques générales.

Puissance consommée : 600 W.
Type de modulation : PPM.
Nombre de voies : 6.
Déplacement maximum de l'impulsion : ± 1,5 µs.
Diaphonie : meilleure que 65 dB pour 90 % des combinaisons; meilleure que 60 dB pour 100 % des combinaisons.
Largeur de bande transmise par canal : 300-3400 c/s.
Distorsion basse fréquence : 5 %.
Impédance des lignes : 600 Ω.

3. SÉCURITÉS.

Les circuits de sécurité ont pour but de protéger le matériel contre toute fausse manœuvre; de plus en cas d'incident, ils peuvent fournir des informations rapides et sûres sur la nature des pannes tout en limitant au maximum les perturbations apportées au trafic.

Le bâti à démodulation partielle comporte un dispositif de démarrage temporisé, semblable à celui du MX 620.

La mise en marche s'effectue automatiquement à partir de l'un des bâtis radio de la station relais.

L'arrêt de la ventilation, l'absence de réception, sont signalées par des témoins lumineux; en cas de panne un dispositif de commutation libère les circuits, la station fonctionne en relais simple; le trafic entre terminaux n'est de ce fait nullement perturbé par une avarie de l'équipement démodulation partielle.

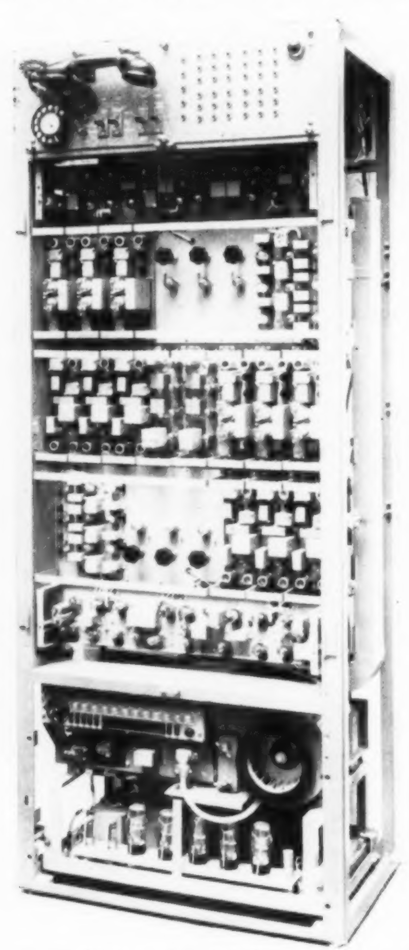


Fig. 19. — Bâti de démodulation partielle 3 voies : face avant.

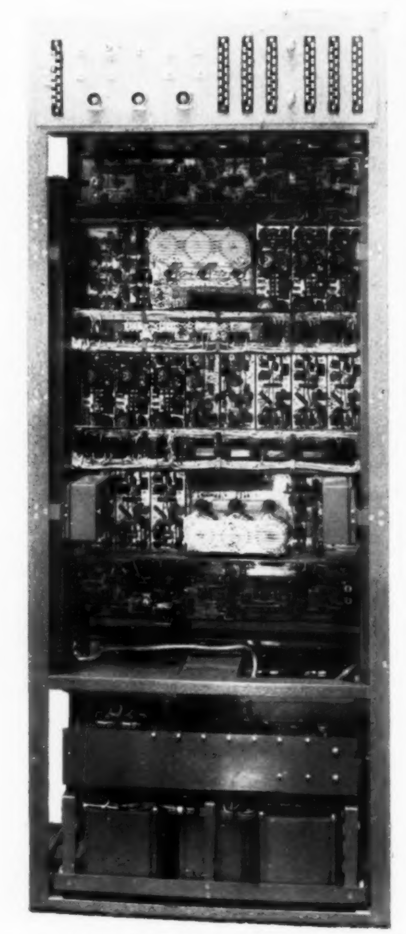


Fig. 20. — Bâti de démodulation partielle 3 voies : face arrière.

4. POSSIBILITÉS D'EXPLOITATION.

La démodulation partielle 3 voies offre des possibilités d'exploitation variées suivant la structure du réseau et les besoins du trafic; elle impose aussi quelques servitudes que nous allons examiner.

Premier cas : une station relais (*fig.* 21 *a*). — Cette structure permet :

— le trafic bilatéral 21 voies de A à B;

— le trafic bilatéral 3 voies de A à R;

— le trafic bilatéral 3 voies de B à R.

Nota. — L'aménagement d'une station relais normale en démodulation partielle ne modifie en rien le fonctionnement des voies de service.

Deuxième cas : deux stations relais (*fig.* 21 *b*) :

— Trafic direct : AB 21 voies, AR_1 3 voies, BR_2 3 voies, R_1R_2 3 voies;

— Trafic direct : AB 19 voies, AR_1 3 voies, BR^6 3 voies, R_2R_1 1 voie, AR_2 2 voies, BR_1 2 voies.

Voie omnibus. — Un dispositif permet, par simple manœuvre d'un commutateur, d'interrompre les opérations « effacement et modulation » de l'une des 3 voies. Il suffit de bloquer le signal de commande (impulsion large) au moyen d'une diode. Chaque station peut ainsi recevoir sur une voie une communication adressée à toutes les stations. déjà utilisée et effacée à la réception, impose par le principe même du système de prendre le même rang de voies pour les deux sens de transmission.

CONCLUSION.

Cette réalisation faite avec la collaboration du S. T. T. A. permet d'étendre notablement les possibilités d'exploitation du MX 620.

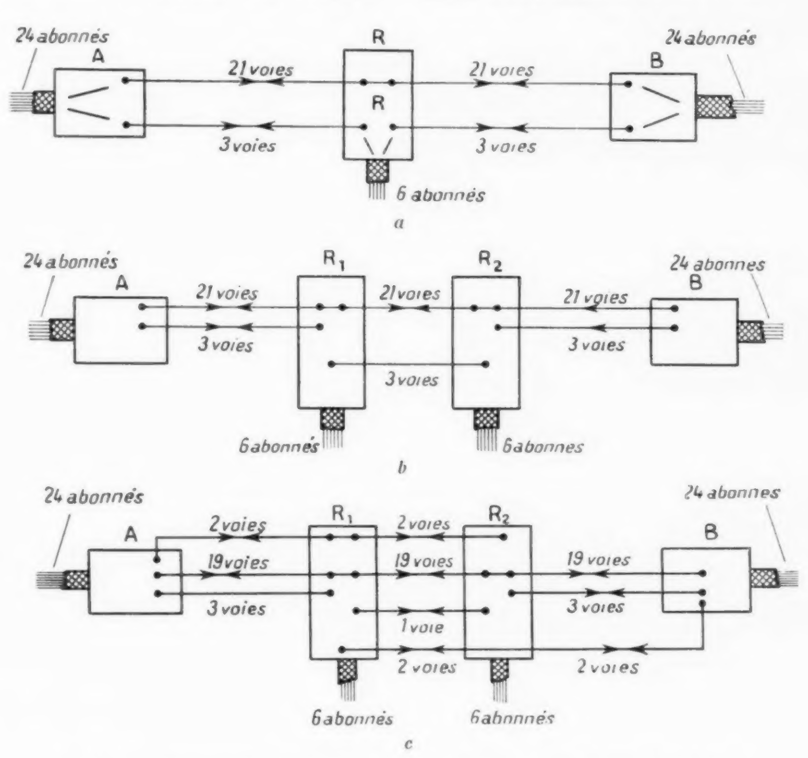


Fig. 21. — Exemples d'utilisation de bâtis à démodulation partielle 3 voies.
a. Une station relais; *b* et *c.* Deux stations relais.

Cette possibilité est particulièrement intéressante dans le cas d'une transmission de signaux téléimprimeurs qui, en principe, sont diffusés dans toutes les directions à la fois.

Remarque. — Dans une station relais, la régénération d'une voie nouvelle, à partir d'une impulsion

L'équipement de démodulation partielle 3 voies confère au relais hertzien un accroissement des possibilités de trafic. Il permet en effet, par le jeu des aiguillages et des embranchements de voies téléphoniques dans plusieurs directions, d'obtenir un réseau très souple utilisable à sa capacité de charge maximum.

BIBLIOGRAPHIE.

[1] R. Casse et L. Masliah, *Description et particularités techniques de l'équipement multiplex semi-fixe 12-24 voies à impulsions* MX 620 (*Ann. Radioélectr.*, t. XI, n° 46, octobre 1956).

SUR UN TYPE SPÉCIAL DE SORTIE DE MAGNÉTRON A FRÉQUENCE VARIABLE ([1]).

PAR B. VALLANTIN et T. CAGNAC,

Département « Lampes » de la Société Française Radioélectrique.

SOMMAIRE. — *Les auteurs étudient un type spécial, comportant un iris, de sortie de magnétron à fréquence variable. La sortie est placée entre une ligne de mesures et une ligne à plans parallèles munie d'un court-circuit mobile. Une transition fournissant une discontinuité analogue à celle qui existe en fond de cavité du magnétron, raccorde la sortie et la ligne à plans parallèles* (C. D. U. : 621.385.16.029.6.)

Les résultats ainsi obtenus sur la sortie isolée, sont corroborés par les mesures effectuées à froid et à chaud sur les tubes.

SUMMARY. — *The authors describe a special type of output for a tunable magnetron, which includes an iris. The output is connected between a measuring line and a parallel planes line provided with a moveable short-circuit. A transition introducing a discontinuity similar to that which exists at the bottom of the magnetron cavity, connects the output to the parallel planes line.*

The results obtained at the isolated output are confirmed by cold and hot measurements made on the tubes. (C. D. U. : 621.385.16.029.6.)

1. EXPOSÉ DE LA MÉTHODE.

Le magnétron 3 cm S. F. R. type MCV 352 comporte une sortie à iris, dont l'étude peut être menée suivant une méthode exposée ci-dessous : des mesures à froid effectuées sur la sortie isolée fournissent les paramètres d'adaptation du quadripôle équivalent, qui se relient au comportement à froid et à chaud du magnétron. Le but poursuivi est d'aboutir à une sortie qui confère au magnétron des performances satisfaisant en particulier aux exigences de puissance et d'entraînement de fréquence (pulling) dans la bande désirée.

La présence de l'iris interdit d'étudier la sortie (*fig.* 1) par la classique méthode de la courbe en S. La prolongation des rampes au-delà de l'iris suivant une ligne à plans parallèles guidant un court-circuit ne donne lieu à aucune propagation dans cette dernière.

Une propagation convenable se retrouve par adaptation de la ligne à plans parallèles à la sortie suivant une transition qui respecte les dimensions d'une cavité du magnétron (hauteur, écartement, angle des ailettes). Les mesures s'effectuent en déplaçant le court-circuit entre les plans parallèles et en déterminant les coefficients de réflexion r_1 à l'entrée et r_2 à la sortie du quadripôle total (sortie et transition).

Les constantes de ce quadripôle s'en déduisent, d'où, pour une charge adaptée ($r_1 = \infty$), le coefficient de réflexion r_2 au plan de sortie, et l'impédance z en ce plan.

De l'impédance z, on tire l'impédance Z en fond de cavité du magnétron par une formule de transformation calculée, correspondant à la transition.

L'impédance $Z = R + jX$ possède une partie réelle R, résistance en fond de cavité, susceptible de vérification. En effet, les mesures effectuées sur

([1]) Manuscrit reçu le 7 février 1957.

le magnétron donnent la surtension externe Q_E, reliée à l'admittance caractéristique calculée Y_c du tube par

$$R = \frac{N^2}{Q_E Y_c},$$

où N est le nombre derésonateurs du magnétron.

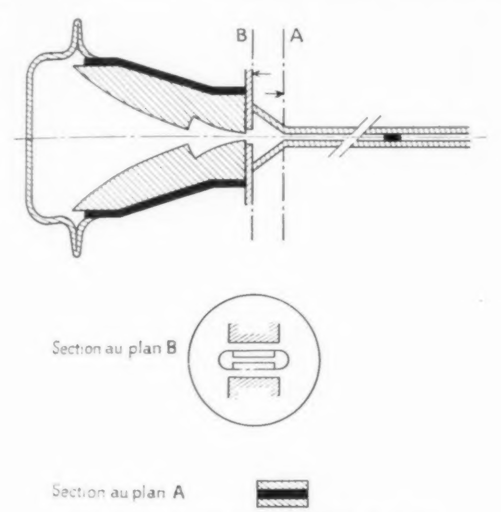


Fig. 1. — Montage de mesure de la sortie du magnétron MCV 352.

2. — ENSEMBLE SORTIE-TRANSITION.

Les pertes observées sont importantes (T. O. S. minimum de l'ordre de 2) et ne permettent pas d'utiliser la méthode classique de la courbe en S, valable seulement pour un système sans pertes.

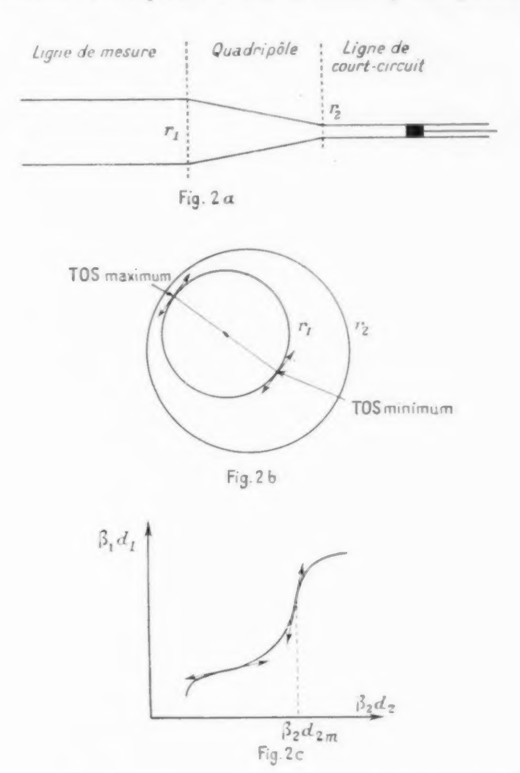
Bien que la littérature fournisse différents procédés d'analyse des quadripôles avec pertes, nous avons développé une méthode spécialement adaptée à notre objet.

Considérons le quadripôle avec pertes placé entre deux lignes de mesures et de court-circuit non dissipatives (*fig.* 2 *a*). Les coefficients de réflexion r_1 et r_2 (*fig.* 2 *b*) sont liés par une relation homographique dépendant de trois paramètres complexes (ou de six réels). Par exemple, trois couples de points homologues (λ_1, λ_2); (μ_1, μ_2); (ν_1, ν_2) définissent la transformation

$$\frac{\dfrac{r_1-\lambda_1}{r_1-\mu_1}}{\dfrac{\nu_1-\lambda_1}{\nu_1-\mu_1}} = \frac{\dfrac{r_2-\lambda_2}{r_2-\mu_2}}{\dfrac{\nu_2-\lambda_2}{\nu_2-\mu_2}}.$$

Mais les mesures faites conduisent à des variations très rapides sur les cercles r_1 ou r_2. L'homologie des points est difficile à assurer avec précision, et il est préférable de faire intervenir des éléments moins sujets à erreur, tels que centre et rayon du cercle, etc.

De plus, les mesures donnent une courbe en S (*fig.* 2 *c*) telle que ses points à pentes maximum et minimum correspondent sur le cercle r_1 aux points



a. Schéma de mesure; *b*. Coefficients de réflexion; *c*. Courbe en S.

respectivement à T. O. S. minimum et maximum. Cette correspondance entraîne une relation supplémentaire entre les six paramètres réels de la relation homographique.

Cette dernière peut s'écrire sous une forme qui rappelle celle d'un système sans pertes

$$\frac{r_1 - r_0}{\rho} = e^{j\Phi_1} \frac{D + r_2 e^{-j\Phi_2}}{1 + D r_2 e^{-j\Phi_2}},$$

où l'affixe du centre du cercle $r_0 = \rho_0 e^{j\Phi_0}$ ainsi que le rayon ρ du cercle sont directement accessibles à l'expérience et où D, Φ_1, Φ_2 réels restent à déterminer.

Le changement d'origine

$$r'_1 = r_1 \, e^{-j\Phi_1},$$
$$r'_2 = r_2 \, e^{-j\Phi_2},$$
$$r'_0 = r_0 \, e^{-j\Phi_1} = \rho_0 \, e^{j(\Phi_0 - \Phi_1)}$$

conduit à

$$r'_1 = r'_0 + \rho \frac{D + r'_2}{1 + D r'_2}.$$

Les points du cercle r_1 à T. O. S. maximum et minimum obéissent à

$$\mathrm{Arg}(r'_0) + k\pi = \mathrm{Arg}(r'_1 - r'_0) = \mathrm{Arg}\left(\frac{D + r'_2}{1 + D r'_2}\right).$$

Leurs affixes sont, en supposant $\rho > \rho_0$,

$$\left.\begin{aligned} r'_1 &= (\rho_0 + \tau_i \rho) \, e^{j(\Phi_0 - \Phi_1)} \\ r'_2 &= \frac{\tau_i \, e^{j(\Phi_0 - \Phi_1)} - D}{1 - D \tau_i \, e^{j(\Phi_0 - \Phi_1)}} \end{aligned}\right\} \qquad \tau_i = \begin{cases} +1 \text{ T.O.S. maximum,} \\ -1 \text{ T.O.S. minimum.} \end{cases}$$

La tangente à la courbe en S s'obtient en écrivant d'autre façon les coefficients de réflexion

$$r'_1 = -|r'_1| \, e^{-2j\left(\beta_1 d_1 - \frac{\Phi_1}{2}\right)},$$
$$r'_2 = -e^{-2j\left(\beta_2 d_2 - \frac{\Phi_2}{2}\right)},$$

où d_1 et d_2 sont les distances aux origines du minimum d'ondes stationnaires et du court-circuit, et β_1 et β_2 les constantes de propagation dans la ligne de mesure et dans la ligne à plans parallèles.

Mais les points de T. O. S. maximum et minimum vérifient

$$d|r'_1| = 0,$$

d'où les pentes des tangentes aux points correspondants sur la courbe en S

$$\left[\frac{d(\beta_1 d_1)}{d(\beta_2 d_2)}\right]_{\tau_i} = \left[\frac{r'_2}{r'_1} \frac{dr'_1}{dr'_2}\right]_{\tau_i}$$
$$= \frac{\rho}{\rho + \tau_i \rho_0} \, \frac{1 + D^2 - 2\tau_i D \cos(\Phi_0 - \Phi_1)}{1 - D^2}.$$

Enfin ces derniers points sont des points d'inflexion

$$\left[\frac{d^2(\beta_1 d_1)}{[d(\beta_2 d_2)]^2}\right]_{\tau_i} = \frac{-4\rho}{\rho + \tau_i \rho_0} \, \frac{\tau_i D}{(1 - D^2)^2}$$
$$\times [1 + D^2 - 2\tau_i D \cos(\Phi_0 - \Phi_1)]$$
$$\times \sin(\Phi_0 - \Phi_1) = 0.$$

$[1 + D^2 - 2\tau_i D \cos(\Phi_0 - \Phi_1)]$ compris entre $(1 - D)^2$ et $(1 + D)^2$ ne s'annule jamais, $(D \neq \pm 1)$, ce qui entraîne

$$\Phi_1 = \Phi_0 + k\pi.$$

La solution

$$\Phi_1 = \Phi_0 + (2n + 1)\pi,$$

qui revient à changer D en $-D$, Φ_2 en $\Phi_2 + (2m + 1)\pi$, n'est pas physiquement différente de la solution

$$\Phi_1 = \Phi_0 + 2n\pi.$$

Bornons-nous à la condition

$$\Phi_1 = \Phi_0.$$

La transformation homographique ne dépend plus que de cinq paramètres : ρ_0, Φ_0, ρ, D, Φ_2.

D est déterminé par la pente maximum à la courbe en S

$$\frac{1 + D}{1 - D} = \left(1 - \frac{\rho_0}{\rho}\right)\left[\frac{d(\beta_1 d_1)}{d(\beta_2 d_2)}\right]_{\tau_i = -1}.$$

Φ_2 est déterminé par l'abscisse $\beta_2 d_{2m}$ du point à pente maximum sur la courbe en $S(r'_2 = 1)$

$$\Phi_2 = 2\beta_2 d_{2m}.$$

La connaissance des cinq paramètres de la transformation permet, pour une charge adaptée placée du côté de la ligne de mesure $(r_1 = \infty)$, de calculer le coefficient de réflexion r_2 correspondant

$$r_2 = -\frac{e^{j\Phi_2}}{D}.$$

De r_2 se déduit l'impédance z au plan de jonction transition-ligne à plans parallèles.

3. — FORMULE DE TRANSFORMATION.

Le passage de l'impédance z précédemment définie à l'impédance Z en fond de la cavité s'effectue

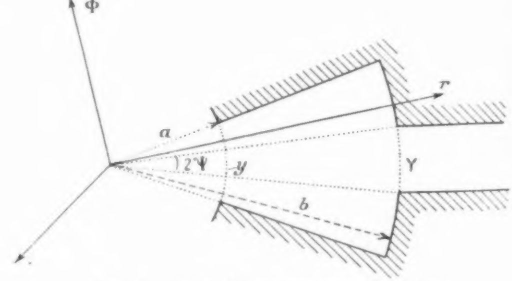


Fig. 3. — Cavité en secteur annulaire.

à l'aide d'une formule de transformation calculée sur l'exemple suivant :

Une cavité cylindrique en forme de secteur annulaire (*fig.* 3) possède un fond conducteur circulaire, qui comporte une fente d'ouverture angulaire 2ψ. L'admittance $y = \frac{1}{z}$ sur le rayon interne étant

connue, il faut trouver l'admittance $Y = \frac{1}{Z}$ à la fente.

Les équations de Maxwell, prises en coordonnées polaires r, Φ, z et suivant un mode de propagation TM,

$$E_z = H_r = H_\Phi = 0,$$
$$E_r = E_\Phi = H_z \quad \text{fonctions de } r \text{ et de } \Phi$$

conduisent à des sommes d'harmoniques d'espace

$$H_z = \sum_{m=0}^{\infty} A_\gamma [J_\gamma(kr) + \alpha_\gamma N_\gamma(kr)] \cos\gamma\Phi,$$
$$E_\Phi = jZ_0 \sum_{m=0}^{\infty} A_\gamma [J'_\gamma(kr) + \alpha_\gamma N'_\gamma(kr)] \cos\gamma\Phi$$
$$(\gamma = mN),$$

avec

$$k = \omega(\varepsilon\mu)^{\frac{1}{2}}, \qquad Z_0 = \left(\frac{\mu}{\varepsilon}\right)^{\frac{1}{2}},$$

J_γ et N_γ fonctions de Bessel de première et seconde espèce.

Supposons sur le rayon interne a le champ électrique tangentiel indépendant de l'azimuth

$$\gamma \neq 0, \qquad \alpha_\gamma = -\frac{J'_\gamma(ka)}{N'_\gamma(ka)}.$$

Admettons que l'influence de la fente au niveau du rayon interne soit négligeable et ne gardons dans l'expression du champ magnétique à ce niveau que l'harmonique d'ordre 0 : α_0 se trouve déterminé par l'admittance

$$\alpha_0 = -\frac{y J_1(ka) - \lambda J_0(ka)}{y N_1(ka) - \lambda N_0(ka)}$$
$$\left(\lambda = \frac{j}{Z_0}\,\frac{Nh}{2\pi a}\right),$$

h représente la hauteur de la cavité.

Soit E le champ électrique tangentiel à la fente, supposé constant; la décomposition en série de Fourier donne les amplitudes des harmoniques d'espace

$$A_0 = \frac{j}{Z_0}\,\frac{N\psi}{\pi}\,\frac{E}{J_1(kb) + \alpha_0 N_1(kb)},$$
$$A_\gamma = -\frac{j}{Z_0}\,\frac{2N\psi}{\pi}\,\frac{\sin\gamma\psi}{\gamma\psi}\,\frac{E}{\zeta'_\gamma(kb)},$$

avec

$$\zeta_\gamma(kb) = J_\gamma(kb) + \alpha_\gamma N_\gamma(kb)$$
$$= J_\gamma(kb) - \frac{J'_\gamma(ka)}{N'_\gamma(ka)} N_\gamma(kb).$$

Les α_γ et A_γ étant ainsi déterminés, l'admittance à la fente se calcule suivant

$$Y = h\,\frac{\displaystyle\int_{-\psi}^{\psi} bE^*_\Phi H_z\,d\Phi}{\left[\displaystyle\int_{-\psi}^{\psi} bE_\Phi\,d\Phi\right]^2} \qquad (E_\Phi = E^*_\Phi = E)$$
$$= \frac{h}{4b\psi^2}\left\{\frac{A_0}{E}[J_0(kb) + \alpha_0 N_0(kb)]\int_{-\psi}^{\psi} d\Phi + \sum_{m=1}^{\infty}\frac{A_\gamma}{E}\zeta_\gamma(kb)\int_{-\psi}^{\psi}\cos\gamma\Phi\,d\Phi\right\}$$
$$= \frac{j}{Z_0}\,\frac{Nh}{2\pi b}\left[\frac{J_0(kb) + \alpha_0 N_0(kb)}{J_1(kb) + \alpha_0 N_1(kb)} - 2\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{\sin\gamma\psi}{\gamma\psi}\right)^2\frac{\zeta_\gamma(kb)}{\zeta'_\gamma(kb)}\right].$$

Le remplacement de α_0 par sa valeur en fonction de y donne la formule de transformation

$$Y = \frac{j}{Z_0}\,\frac{Nh}{2\pi b}\left[\frac{\left\{\begin{array}{l} y[N_1(ka)J_0(kb) - J_1(ka)N_0(kb)] \\ \quad + \lambda[J_0(ka)N_0(kb) - N_0(ka)J_0(kb)]\end{array}\right\}}{\left\{\begin{array}{l} y[N_1(ka)J_1(kb) - J_1(ka)N_1(kb)] \\ \quad + \lambda[J_0(ka)N_1(kb) - N_0(ka)J_1(kb)]\end{array}\right\}} - 2\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{\sin\gamma\psi}{\gamma\psi}\right)^2\frac{\zeta_\gamma(kb)}{\zeta'_\gamma(kb)}\right].$$

Y dépend de y par une relation bilinéaire dont les coefficients

$$[N_1(ka)J_0(kb) - J_1(ka)N_0(kb)], \quad \ldots$$

sont calculables une fois pour toutes en fonction de la fréquence.

Le terme correspondant aux harmoniques d'espace d'ordre non nul est en général faible devant l'autre.

Une vérification expérimentale de la formule de transformation s'obtient par application en fond de cavité d'un court-circuit matériel. Celui-ci se révèle équivalent au court-circuit virtuel obtenu à partir de la ligne à plans parallèles à l'aide de la formule de transformation.

4. — RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.

La figure 4 donne les résistances comparées en fond de cavité d'un tube déterminé, obtenues par mesure de sortie et par mesure de surtension. L'allure générale des courbes est la même, les erreurs de l'ordre de 15 à 20 % s'expliquent par les approximations faites. Sur le même graphique figure la partie réactive de l'impédance en fond de cavité, calculée

d'après la mesure de sortie, et non susceptible de vérification.

La figure 5 rapproche la résistance en fond de cavité du même tube, prise d'après la mesure de sortie, de son pulling à chaud. Ce dernier s'élève, pour 8 500 Mc/s à 18 Mc/s, valeur exagérée pour un tube de ce type. Ce défaut pouvait être prévu par la mesure de la sortie qui indique à 8 500 Mc/s une résistance anormalement élevée de 8 Ω en fond de cavité.

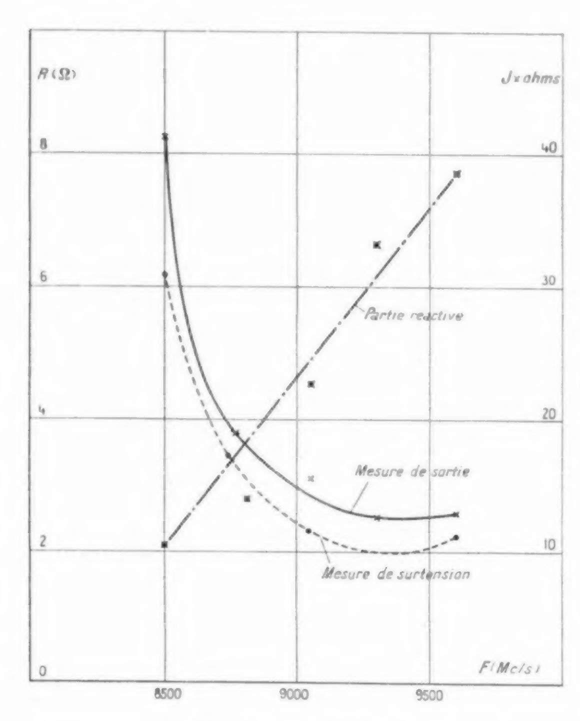


Fig. 4. — Tube n° 1.

La figure 6 indique pour un autre tube dont la sortie avait été modifiée les résultats obtenus. Les résistances en fond de cavité, calculées d'après les mesures de sortie ou de surtension, sont du même ordre de grandeur et restent plus constantes dans la bande 8 500-9 600 Mc/s que pour le tube précédent. Leurs courbes représentatives présentent la même allure que celle du pulling à chaud, inférieur à 10 Mc/s, et celle de la puissance, comprise entre 110 et 90 W avec minimum à 73 W.

Enfin, la figure 7 montre le produit industriel fini, soit le magnétron S. F. R. type MCV 352, 60 kW minimum dans la bande 8 500-9 600 Mc/s.

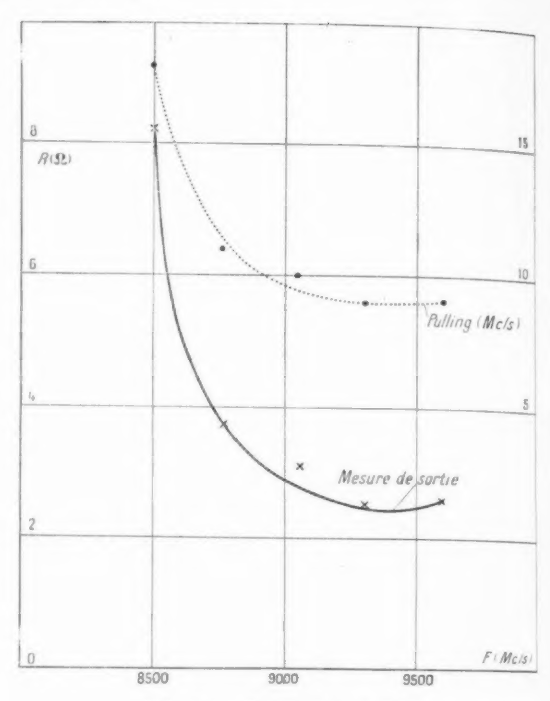


Fig. 5. — Tube n° 1. Pulling.

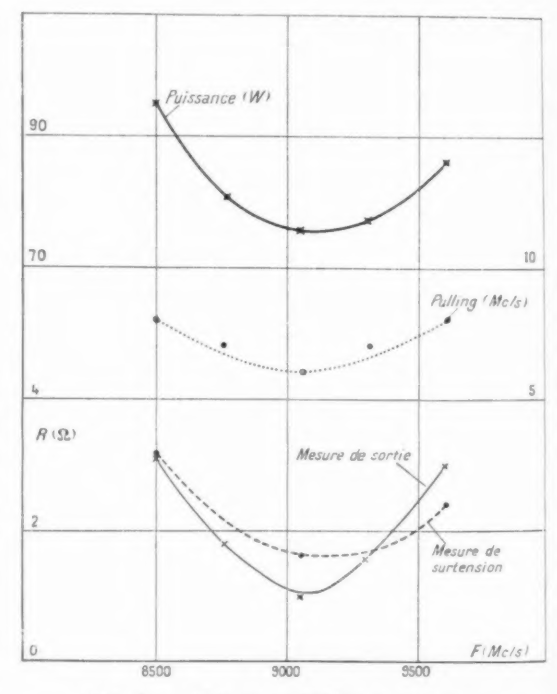


Fig. 6. — Tube n° 2. Pulling et puissance.

CONCLUSION.

La précédente méthode d'étude de sortie de magnétron à fréquence variable, appliquée dans la bande des 8 500-9 600 Mc/s, conduit aux mêmes résultats que ceux obtenus sur le magnétron en fonctionnement.

Cette méthode s'appliquant à la sortie seule, présente un double intérêt : du point de vue logique, elle sépare sortie et système résonateur du magnétron et permet d'étudier en propre les éléments de la sortie (forme et dimensions de l'iris, etc.); du point de vue pratique, elle évite de sacrifier un tube à chaque tentative d'amélioration de la sortie et augmente ainsi la rapidité de mise au point.

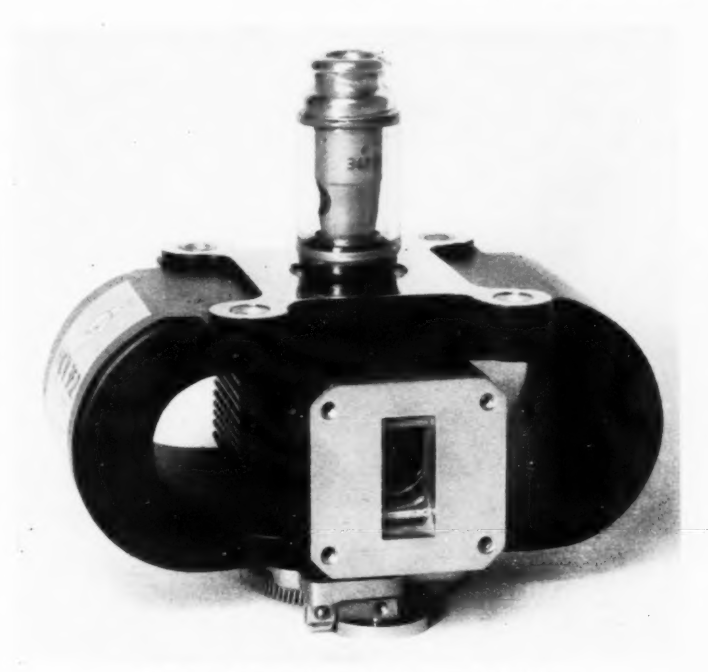


Fig. 7. — Le magnétron S. F. R. type MCV 352.

BIBLIOGRAPHIE.

Collins, *Microwave magnetrons*, 1948.

Moe Wind et Harold Rapaport, *Handbook of microwave measurements*, 1954.

Slater, *Microwave electronics*, 1950.

Altschuler, *Trans. Inst. Radio Eng.*, PGI-4, octobre 1955.

L'OMÉGATRON ET SES APPLICATIONS (1)

PAR R. J. WARNECKE Jr,

Département de Recherches « Électronique et Atomistique »
de la Compagnie Générale de T. S. F.

SOMMAIRE. — *Après avoir rappelé le principe du spectromètre de masse à résonance d'ions et évoqué deux de ses principales applications, à savoir l'analyse des mélanges gazeux et la détection des fuites, l'auteur donne la description d'une version simplifiée de l'Omégatron et des différents circuits qui lui sont associés.*

Spécialement destiné à la détection des fuites, ce spectromètre, dont la sensibilité s'avère comparable à celle de la jauge Bayard-Alpert, permet la détection rapide de fuites inférieures à 10^{-4} mm^3.atm/h. *Par la méthode « d'accumulation », il permet de déceler des fuites encore plus petites.*

Le processus de la recherche des fuites par exploration des parois de l'enceinte à contrôler avec un jet de gaz témoin est décrit, et des résultats expérimentaux sont donnés qui montrent que dans tous les cas étudiés, l'utilisation de l'argon s'avère au moins aussi favorable que celle de l'hélium généralement adopté comme gaz témoin.

L'Omégatron étudié permet également l'analyse qualitative des mélanges de gaz sous faible pression; quelques spectres de masse sont présentés qui montrent qu'avec un champ magnétique d'environ 2 000 Oe *et une tension électrique alternative dont l'amplitude est de l'ordre du volt, on obtient un pouvoir séparateur satisfaisant dans le domaine de masse compris entre* 4 *et* 55 u. m. a. *En particulier, les pics relatifs aux masses* 40 (Ar) *et* 44 (CO_2) *sont complètement séparés.*

En augmentant le champ magnétique (5 000 Oe) *le pouvoir séparateur devient acceptable dans un domaine de masse plus étendu* (*m* ≤ 100 u. m. a.).

Enfin, une forme industrielle de l'Omégatron, à enveloppe métallique, est décrite. Ce tube, comparable du point de vue des performances à l'Omégatron à enveloppe en verre, présente, outre sa robustesse, l'avantage d'être blindé par construction. (C. D. U. : 537.534.72.)

SUMMARY. — *After recalling the principles of the ion resonance mass spectrometer and mentioning two of its principal applications, i. e. the analysis of mixed gases and leak detection, the author gives a description of a simplified version of the Omegatron and of the various circuits associated with it.*

Specially intended for leak detection, this spectrometer, whose sensitivity is comparable to that of the Bayard-Alpert gauge, ensures the rapid detection of leaks of less than 10^{-4} mm^3.atm/h. *By the " Accumulation " method it can be used to detect even smaller leaks.*

The procedure is described of the search for leaks by the exploration of the container to be examined using a reference jet of gas, and experimental results are given which show that in all cases examined, the use of argon is at least as favourable as the use of helium which is generally adopted as the reference gas.

The Omegatron also permits of the qualitative analysis of mixed gases under a slight pressure; a few mass spectra are quoted which show that with a magnetic field of about 2 000 Oe *and*

---

(1) Manuscrit reçu le 24 mai 1957.

an alternating voltage of the order of the volt, a satisfactory separating power is obtained in the mass range of 4 to 55 u. m. a. *In particular, the peaks relating to masse* 40 (Ar) *and* 44 (CO_2) *are completely separated.*

By increasing the magnetic field (5 000 Oe) *the separating power becomes acceptable over a more extensive mass range (m not greater than* 100 *u. m. a.).*

An industrial form of the Omegatron in a metal envelope is described. This tube, comparable in performance with the Omegatron in a glass envelope, possesses, in addition to its ruggedness, the advantage of a screened construction. (U. D. C. : 537.534.72)

1. PRINCIPE.

Omégatron est le nom donné par Sommer, Thomas et Hipple [1] à un spectromètre de masse à résonance d'ions de dimensions très réduites, dont le principe, analogue à celui du cyclotron, est le suivant :

Dans une enceinte où règne un bon vide sont appliqués orthogonalement un champ magnétique constant $\vec{B}$ et un champ électrique uniforme alternatif $\vec{E}$ d'amplitude E_0 ($E = E_0 \sin \omega t$).

Un faisceau d'électrons très fin, parallèle à la direction du champ magnétique, provoque l'ionisation des molécules de gaz présentes dans l'enceinte.

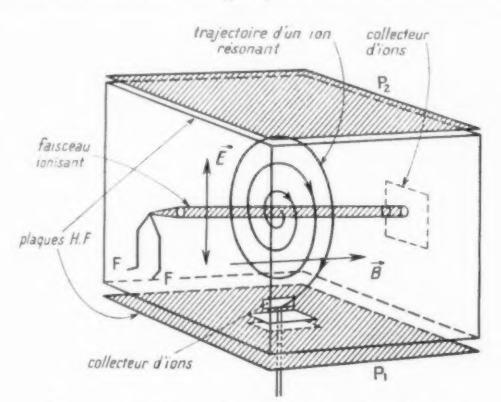


Fig. 1. — Schéma de principe de l'Omégatron.

Les ions qui se forment dans et par ce faisceau décrivent, sous l'influence des champs croisés $\vec{B}$ et $\vec{E}$, des trajectoires spirales dans un plan perpendiculaire au champ magnétique (*fig.* 1).

Désignons par $\Omega = \frac{eB}{m}$ la pulsation gyromagnétique d'un ion de charge e et de masse m ainsi formé. Deux cas sont à considérer :

a. $\omega \neq \Omega = \frac{eB}{m}$. — Lorsque la valeur de la pulsation du champ électrique est différente du rapport $\Omega = \frac{eB}{m}$, nous verrons que l'ion de masse m reste dans le voisinage du faisceau d'électrons en décrivant autour de lui une trajectoire spirale telle que la distance de l'ion à l'axe du faisceau passe par des maxima et des minima successifs avec la pulsation $\frac{\omega - \Omega}{2}$.

De tels ions sont dits *non résonnants.*

b. $\omega = \frac{eB}{m}$. — Dans le cas où l'égalité $\omega = \Omega = \frac{eB}{m}$ est satisfaite, l'ion de masse m, appelé alors *ion résonnant*, décrit autour du faisceau une trajectoire spirale telle que la distance de l'ion à l'axe du faisceau croît sans cesse.

Contrairement aux ions non résonnants, l'ion résonnant peut ainsi atteindre un collecteur situé à une distance déterminée du faisceau d'électrons et y abandonner sa charge. Le courant ionique, très faible, fourni par les ions résonnants est ensuite amplifié, par exemple à l'aide d'un montage électrométrique, puis mesuré.

Pour une autre valeur ω_1 de ω, on recueille sur le collecteur les charges des particules de masse m_1 telle que $\omega_1 = \Omega_1 = \frac{eB}{m_1}$. Par suite, en faisant varier la fréquence du champ électrique appliqué, on peut faire défiler sur le collecteur d'ions des particules de rapports $\frac{e}{m}$ différents.

Ainsi les ions formés dans l'Omégatron sont séparés d'après leur masse, et la mesure des courants ioniques devrait indiquer leurs concentrations dans l'échantillon de gaz en essai.

2. THÉORIE DU FONCTIONNEMENT.

2.1. Étude du mouvement d'un ion de vitesse initiale nulle sous l'influence des champs croisés $\vec{E}$ et $\vec{B}$.

Pour simplifier les calculs, nous supposerons, d'une part, que l'ion de charge e et de masse m a une

vitesse initiale nulle et, d'autre part, que la charge spatiale des ions non résonnants au voisinage du faisceau électronique a une influence négligeable sur le comportement des ions résonnants. En raison de ces hypothèses simplificatrices auxquelles il faut ajouter celles relatives à l'uniformité des champs $\vec{E}$ et $\vec{B}$ dans la zone d'interaction, les résultats obtenus ne peuvent être qu'approximatifs, mais nous verrons qu'ils sont assez bien vérifiés par l'expérience.

Supposons qu'à l'origine O du système d'axes rectangulaires de la figure 2 se trouve à l'instant $t = 0$ une particule de masse m et de charge e soumise à

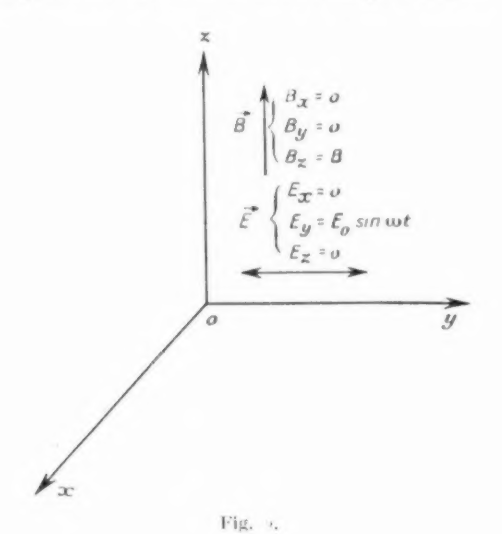


Fig. 2.

un champ magnétique uniforme $\vec{B}$ dirigé suivant l'axe Oz et à un champ électrique $\vec{E} = \vec{E}_0 \sin \omega t$ dirigé suivant l'axe Oy.

La force $\vec{F}$ qui s'exerce sur la particule à l'instant t est, $\vec{v}$ désignant sa vitesse,

$$\vec{F} = e\left[\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}\right]. \tag{1}$$

Cette relation jointe à l'équation fondamentale de la dynamique

$$\vec{F} = m\vec{\gamma} \tag{2}$$

permet d'écrire

$$m\vec{\gamma} = e\left[\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}\right]. \tag{3}$$

C'est l'équation vectorielle du mouvement de la particule de charge e et de masse m dont la vitesse et l'accélération sont respectivement $\vec{v}$ et $\vec{\gamma}$ à l'instant t.

En posant

$$\Omega = \frac{eB}{m}, \tag{4}$$

l'égalité vectorielle (3) donne les trois équations suivantes :

$$\frac{d^2x}{dt^2} = \Omega \frac{dy}{dt}, \tag{5}$$

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -\Omega \frac{dx}{dt} + \frac{E_0 e}{m} \sin \omega t, \tag{6}$$

$$\frac{d^2z}{dt^2} = 0. \tag{7}$$

Comme on suppose qu'à l'origine des temps la particule se trouve en O avec une vitesse nulle, on peut écrire

$$t = 0 \quad \begin{cases} x = y = z = 0, \\ \dfrac{dx}{dt} = \dfrac{dy}{dt} = \dfrac{dz}{dt} = 0. \end{cases} \tag{8}$$

Compte tenu de ces conditions initiales, la relation (7) montre que

$$z = 0, \tag{9}$$

c'est-à-dire que la trajectoire de la particule se trouve dans le plan perpendiculaire au vecteur champ magnétique $\vec{B}$.

Le mouvement de la particule dans ce plan est défini par les équations (5) et (6) qui, par une intégration partielle et compte tenu des conditions initiales, se ramènent à l'équation différentielle du deuxième ordre à coefficients constants

$$\frac{d^2y}{dt^2} + \Omega^2 y = \frac{E_0 e}{m} \sin \omega t \tag{10}$$

dont l'intégration est élémentaire.

Il faut néanmoins étudier séparément le cas où $\omega \neq \Omega$ et celui où $\omega = \Omega$.

a. $\omega \neq \Omega$. — Avec les conditions (8), la position de la particule en fonction du temps est donnée par

$$x = \frac{E_0 e}{m\omega\Omega} + \frac{E_0 e}{m(\Omega^2 - \omega^2)}\left[\frac{\omega}{\Omega}\cos \Omega t - \frac{\Omega}{\omega}\cos \omega t\right], \tag{11}$$

$$y = \frac{E_0 e}{m}\,\frac{1}{\Omega^2 - \omega^2}\left[\sin \omega t - \frac{\omega}{\Omega}\sin \Omega t\right]. \tag{12}$$

Si $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ désigne la distance à l'instant t de

la particule à l'origine O, on a

$$(13)\qquad r^2 = \left[\frac{E_0 e}{m(\Omega^2-\omega^2)}\right]^2 \left\{ \frac{\Omega^2}{\omega^2} + \frac{\omega^2}{\Omega^2} + \left(1-\frac{\Omega^2}{\omega^2}\right)\sin^2\omega t + \left(1-\frac{\omega^2}{\Omega^2}\right)(2\cos\Omega t - 1) + \left(1-\frac{\Omega^2}{\omega^2}\right)(2\cos\omega t - 1) - \left(1-\frac{\omega}{\Omega}\right)\cos(\Omega+\omega)t - \left(1+\frac{\omega}{\Omega}\right)\cos(\Omega-\omega)t \right\}.$$

On vérifie, d'une part, que $r = 0$ pour $t = 0$ et, d'autre part, que lorsque t croît indéfiniment, r reste borné, ce qui signifie que sous l'influence des champs croisés $\vec{E}$ et $\vec{B}$ les ions non résonnants ne s'écartent pas indéfiniment de l'endroit où ils ont été formés, c'est-à-dire du faisceau d'électrons.

Nous verrons que les expressions de x, y et r prennent des formes particulièrement simples lorsqu'on envisage le cas où ω est très voisin de Ω, mais pour faciliter l'interprétation des résultats il convient d'envisager préalablement le cas des ions résonnants.

b. $\omega = \Omega$. — Lorsque la fréquence d'excitation est égale à la fréquence gyromagnétique, la solution de l'équation (10) conduit à l'équation suivante de la trajectoire :

$$(14)\qquad x = \frac{E_0 e}{2m\Omega}\left[\frac{2(1-\cos\Omega t)}{\Omega} - t\sin\Omega t\right],$$

$$(15)\qquad y = \frac{E_0 e}{2m\Omega}\left[\frac{\sin\Omega t}{\Omega} - t\cos\Omega t\right].$$

A l'instant t la distance de l'ion résonnant à l'origine est alors

$$(16)\qquad r^2 = \left(\frac{E_0 e}{2m\Omega}\right)^2 \left\{ t^2 + 2t\,\frac{\sin\Omega t(\cos\Omega t - 2)}{\Omega} + \frac{4(\cos\Omega t - 1)^2 + \sin^2\Omega t}{\Omega^2} \right\}.$$

Les 2e et 3e termes du crochet du second membre de (16) deviennent petits devant t^2 lorsque t croît, de sorte que si l'on néglige les fluctuations d'amplitudes faibles autour de la trajectoire moyenne, il apparaît que l'ion résonnant décrit une trajectoire telle que r est une fonction linéaire du temps

$$(17)\qquad r \sim \frac{E_0 e}{2m\Omega}t = \frac{E_0}{2B}t.$$

Ainsi lorsque la pulsation ω du champ électrique alternatif E est égale à la pulsation gyromagnétique $\Omega = \frac{eB}{m}$, les particules de masse m et de charge e sont accélérées suivant des orbites spirales de rayons croissants (spirales d'Archimède) et pourront de cette façon atteindre un collecteur d'ions situé à une distance r_0 du centre de formation des ions.

De la relation (17) on déduit immédiatement le temps t_0, requis par les ions résonnants pour atteindre le collecteur : il suffit d'écrire qu'au temps t_0, $r = r_0$, ce qui donne

$$(18)\qquad t_0 = \frac{2r_0 B}{E_0}.$$

c. $\omega \simeq \Omega$. — Au voisinage de la résonance, c'est-à-dire lorsque ω est très voisin de Ω, on peut poser

$$(19)\qquad \Delta\omega = |\omega - \Omega|.$$

Compte tenu de ce que $\Delta\Omega \ll \Omega$, aux infiniment petits du deuxième ordre près, la relation (13) peut s'écrire

$$r^2 \sim \left(\frac{E_0 e}{2m\Omega\,\Delta\omega}\right)^2 \left\{ 2(1-\cos\Delta\omega t) + \frac{2\Delta\omega}{\Omega}\sin^2\omega t + \frac{4\Delta\omega}{\Omega}(\cos\omega t - \cos\Omega t) + \frac{\Delta\omega}{\Omega}(\cos(\Omega+\omega)t - \cos(\Omega-\omega)t) \right\}.$$

Si l'on néglige les termes où entre le facteur $\frac{\Delta\omega}{\Omega}$ qui est très petit puisque par hypothèse $\Delta\omega \ll \Omega$, on obtient

$$r^2 \sim 2\left(\frac{E_0 e}{2m\,\Delta\omega\,\Omega}\right)^2(1-\cos\Delta\omega t) = 4\left(\frac{E_0 e}{2m\,\Delta\omega\,\Omega}\right)^2 \sin^2\frac{\Delta\omega t}{2};$$

on a donc

$$r = \frac{E_0 e}{m\,\Delta\omega\,\Omega}\sin\frac{\Delta\omega t}{2}$$

ou, puisque $\Omega = \frac{eB}{m}$,

$$(20)\qquad r = \frac{E_0}{B\,\Delta\omega}\sin\frac{\Delta\omega}{2}t.$$

Ainsi, lorsque $\Delta\omega = \omega - \Omega$ est différent de 0, mais tel que : $\Delta\omega \ll \Omega$, c'est-à-dire lorsqu'on est au voisinage de la résonance, le rayon r « bat », c'est-à-dire qu'il passe par des maxima et des minima successifs et ce, avec la pulsation

$$\frac{\Delta\omega}{2} = \frac{\omega - \Omega}{2}.$$

Il est évident que r tend vers $\frac{E_0 t}{2B}$ lorsque $\Delta\omega$ tend vers zéro et qu'on retrouve ainsi la relation (17) relative au cas d'un ion résonnant.

Un calcul analogue qui tient compte de l'inégalité : $\Delta\omega \ll \Omega$ conduit aux expressions suivantes de x et de y :

$$(21)\quad x = -\frac{E_0 e}{m\,\Delta\omega\,\Omega}\sin\frac{\Delta\omega t}{2}\sin\frac{\Omega+\omega}{2}t = -r\sin\frac{\Omega+\omega}{2}t,$$

$$(22)\quad y = -\frac{E_0 e}{m\,\Delta\omega\,\Omega}\sin\frac{\Delta\omega t}{2}\cos\frac{\Omega+\omega}{2}t = -r\cos\frac{\Omega+\omega}{2}t.$$

Ceci montre qu'au voisinage de la résonance la vitesse angulaire du mouvement de l'ion de masse m et de charge e est : $\frac{\Omega+\omega}{2}$.

D'après la formule (20), la valeur maximum de r est

$$r_m = \frac{E_0}{B\,\Delta\omega},$$

d'où il résulte que la particule de masse m atteindra le collecteur situé à la distance r_0 de l'origine lorsque l'écart de fréquence par rapport à la fréquence de résonance sera tel que

$$r_0 = \frac{E_0}{B\,\Delta\omega},$$

soit

$$(23)\quad \Delta\omega = \frac{E_0}{B r_0}.$$

2.2. **Pouvoir de résolution.**

D'une manière générale le pouvoir séparateur d'un spectromètre de masse est défini par le rapport $S = \frac{m}{\Delta m}$ de la masse de l'ion étudié au plus petit écart Δm décelable; de la valeur de cette expression dépend la possibilité de séparer les ions d'une masse donnée des particules de masses voisines.

La formule (20) va nous permettre de calculer la valeur du pouvoir séparateur de l'Omégatron en fonction des paramètres E_0, B et r_0.

Supposons que la pulsation ω du champ électrique $\vec{E}$ soit égale à $\Omega = \frac{eB}{m}$, c'est-à-dire que les ions de masse m soient en résonance et voyons ce qui se passe pour les particules de masse $m + \Delta m$.

La pulsation gyromagnétique de l'ion de masse $m + \Delta m$ est

$$\Omega_1 = \frac{eB}{m+\Delta m};$$

par suite, puisque $\omega = \Omega = \frac{eB}{m}$, l'écart de fréquence par rapport à la fréquence de résonance des ions de masse $m + \Delta m$ est

$$\Delta\omega_1 = \Omega - \Omega_1 = \frac{eB}{m} - \frac{eB}{m+\Delta m} \sim \frac{eB}{m}\,\frac{\Delta m}{m}.$$

D'après la relation (20), appliquée au cas de la particule de masse $m + \Delta m$, la valeur maximum de la distance de cette particule à l'origine O est

$$r_m = \frac{E_0}{B\,\Delta\omega_1} = \frac{E_0}{\frac{eB^2}{m}\,\frac{\Delta m}{m}}.$$

Si $r_m = r_0$, on recueillera sur le collecteur d'ions les particules de masse $m + \Delta m$; Δm est donc le plus petit écart de masse décelable et l'égalité

$$r_0 = r_m = \frac{E_0}{\frac{eB^2}{m}\,\frac{\Delta m}{m}}$$

donne directement l'expression du pouvoir de résolution

$$(24)\quad S = \frac{\Delta m}{m} = \frac{eB^2 r_0}{m E_0}.$$

Cette relation montre que pour une valeur donnée de r_0, distance du collecteur d'ions à l'axe du faisceau d'électrons, le pouvoir séparateur est proportionnel au carré du champ magnétique et inversement proportionnel à l'amplitude du champ électrique appliqué.

Pour des valeurs données des champs magnétique et électrique, le pouvoir séparateur varie comme $\frac{1}{m}$, ce qui signifie qu'on ne peut pas espérer obtenir une résolution élevée pour les masses lourdes, à moins d'utiliser des champs magnétiques très grands.

Dans le système u. e. m. C. G. S., on a

$$e = 1{,}6.10^{-20}\ \text{u. e. m.},$$

$$1\ \text{V} = 10^{8}\ \text{u. e. m.}$$

Par ailleurs, 1 unité de masse atomique (u. m. a.) $= 1{,}66.10^{-24}$ g. On peut donc écrire

$$S = \frac{m}{\Delta m} = \frac{1{,}6.10^{-20}\, r_{0\,(\text{cm})}\, B^2_{\text{gauss}}}{1{,}66.10^{-24}\, m_{(\text{u. m. a.})}.10^{8} E_{0\,(\text{V/cm})}},$$

soit

$$(25)\quad S = \frac{m}{\Delta m} = 9{,}6.10^{-5}\,\frac{r_{0\,(\text{cm})}\, B^2_{\text{gauss}}}{m_{(\text{u. m. a.})}\, E_{0\,(\text{V/cm})}}.$$

2.3. Vitesse et énergie cinétique d'un ion résonnant au moment où il atteint le collecteur. Longueur de la trajectoire parcourue.

En dérivant par rapport au temps les deux membres des égalités (14) et (15) relatives au cas de la résonance, on obtient

$$\frac{dx}{dt} = \frac{E_0 e}{2m\Omega}[\sin\Omega t - \Omega t\cos\Omega t],$$

$$\frac{dy}{dt} = \frac{E_0 e}{2m\Omega}\Omega t\sin\Omega t,$$

de sorte que la vitesse v de la particule à l'instant est telle que

$$v^2 = \left(\frac{dx}{dt}\right)^2 + \left(\frac{dy}{dt}\right)^2$$

$$= \left(\frac{E_0 e}{2m\Omega}\right)^2[\Omega^2 t^2 - 2\Omega t\cos\Omega t\sin\Omega t + \sin^2\Omega t].$$

Lorsque t est grand, v^2 se réduit à

$$v^2 \sim \left(\frac{E_0 e}{2m\Omega}\right)^2\Omega^2 t^2,$$

c'est-à-dire que

$$(26) \qquad v = \frac{E_0 e}{2m}t.$$

A partir de cette expression, on peut calculer la distance l_0 parcourue par l'ion résonnant à l'instant $t_0 = \frac{2r_0 B}{E_0}$ où il atteint le collecteur. On a, en effet,

$$l_0 = \int_0^{t_0} v\,dt = \int_0^{t_0 = \frac{2r_0 B}{E_0}} \frac{E_0 e}{2m}t\,dt = \frac{e}{m}\frac{r_0^2 B^2}{E_0}.$$

Si l'on introduit dans cette expression le rapport

$$S = \frac{m}{\Delta m} = \frac{eB^2 r_0}{mE_0},$$

on obtient

$$(27) \qquad l_0 = \frac{e}{m}\frac{r_0^2 B^2}{E_0} = r_0\frac{m}{\Delta m} = r_0 S.$$

On voit ainsi que la longueur de la trajectoire de l'ion résonnant est d'autant plus grande que la masse de l'ion est plus faible; ce résultat est très important du point de vue pratique, car il met en évidence la nécessité d'opérer avec des vides d'autant plus poussés que, toutes choses égales d'ailleurs, les particules étudiées sont plus légères : en effet, pour qu'un ion résonnant puisse décrire une trajectoire-spirale de longueur l_0, il faut que le libre parcours des molécules soit au moins égal à l_0 ou, ce qui revient au même, que la pression soit au plus égale à la valeur P correspondant à un libre parcours l_0 des molécules.

La formule (27) montre également que lorsqu'on augmente le champ magnétique $\vec{B}$ ou qu'on diminue le champ électrique $\vec{E}$ afin d'augmenter le pouvoir séparateur de l'instrument, la longueur de la trajectoire des ions résonnants croît dans les mêmes proportions. Or, on ne peut pas aller trop loin dans cette voie à cause des recombinaisons possibles des ions à proximité du faisceau d'électrons, recombinaisons qui diminuent la sensibilité de l'appareil. Il convient donc d'accepter un compromis pour obtenir un pouvoir de résolution acceptable avec une sensibilité suffisante.

D'après la relation (26), la vitesse de l'ion résonnant à l'instant t_0 est

$$(28) \qquad v_0 = \frac{E_0}{2m}t_0 = \frac{er_0 B}{m},$$

d'où il résulte que l'énergie cinétique de l'ion de masse m au moment où il atteint le collecteur a pour valeur

$$(29) \qquad W_0 = \frac{1}{2}mv_0^2 = \frac{1}{2}\frac{e^2 r_0^2 B^2}{m}.$$

2.4. Application numérique.

Pour $m = 40$ u. m. a. (argon), puis $m = 4$ u. m. a. (hélium), calculons les valeurs de $S = \frac{m}{\Delta m}$, v_0, W_0 et l_0 dans le cas où

$$r_0 = 1 \text{ cm}, \qquad B = 2\,000 \text{ gauss}, \qquad E_0 = 0{,}24 \text{ V/cm},$$

valeurs qui sont voisines de celles utilisées en pratique.

a. $m = 40$. — D'après (25), on trouve

$$S = \frac{m}{\Delta m} \sim 40.$$

On en déduit $\Delta m = 1$ pour $m = 40$, ce qui signifie qu'avec les valeurs adoptées on peut séparer les masses 39 et 41 de la masse 40.

D'après la relation (28), on a

$$v_0 = \frac{er_0 B}{m} = \frac{1{,}6.10^{-20}.1.2.10^3}{4.1{,}66.10^{-23}} \sim 5.10^5 \text{ cm/s},$$

soit

$$v_0 \sim 5.10^3 \text{ m/s}.$$

W_0 est donné par la formule (29), de sorte que

$$W_0 = \frac{1}{2}mv_0^2 = \frac{1}{2}4.1{,}66.10^{-23}.25.10^{10} = \frac{1{,}66}{2}.10^{-11} \text{ erg}.$$

soit, puisque 1 erg $= \frac{1}{1.6}\cdot 10^{12}$ eV,

$$W_0 = \frac{1.66}{2}\cdot 10^{-11}\cdot\frac{1}{1.6}\cdot 10^{12} \sim 5 \text{ eV},$$

on constate que l'énergie cinétique acquise par l'ion de masse 40 sous l'influence des champs croisés $\vec{E}$ et $\vec{B}$ est, dans le cas étudié, environ 10^4 fois celle due à l'agitation thermique.

On a enfin

$$l_0 = r_0 \frac{m}{\Delta m} = 40 \text{ cm}.$$

Le libre parcours moyen des molécules d'argon à 20° C étant d'environ 75 cm à 10^{-4} mm de mercure, on peut admettre que l'Omégatron est susceptible de séparer les ions d'argon des ions de masses voisines lorsque la pression dans la chambre à ionisation est de l'ordre de 10^{-4} mm de mercure.

b. $m = 4$. — On trouve immédiatement

$$S = \frac{m}{\Delta m} = 400,$$

$$v_0 = 5.10^4 \text{ m/s},$$

$$W_0 = 50 \text{ eV},$$

et

$$l_0 = 4 \text{ m}.$$

Comme le libre parcours moyen des molécules d'hélium à 20° C est voisin de 140 cm à 10^{-4} mm de mercure, on voit que la pression ne doit pas dépasser quelques 10^{-5} mm Hg pour que l'Omégatron puisse séparer les ions He des autres ions formés dans la chambre d'analyse.

3. APPLICATIONS.

En tant que spectromètre de masse, l'Omégatron peut être utilisé comme analyseur de mélanges gazeux ou comme détecteur de fuite

3.1. L'Omégatron analyseur de mélanges gazeux.

Comme tout appareil de mesure, l'Omégatron utilisé comme analyseur doit être à la fois sensible, fidèle et précis.

Il doit donc être capable, d'une part, de déceler un très petit nombre d'ions de masse donnée parmi tous ceux qui sont formés dans le faisceau électronique et, d'autre part, être susceptible de séparer des ions de masses très voisines. L'expérience montre que ces deux exigences, grande sensibilité et pouvoir séparateur élevé sont difficilement compatibles.

Par ailleurs, le calcul a montré que pour des valeurs données des champs électrique et magnétique, le pouvoir séparateur varie comme $\frac{1}{m}$; par conséquent, la séparation obtenue sera d'autant moins bonne que les masses étudiées seront plus lourdes. A ce sujet, l'expérience montre qu'avec un champ magnétique n'excédant pas 3 000 à 4 000 gauss, l'Omégatron de type courant a une sensibilité et un pouvoir de résolution acceptables dans un domaine de masse allant jusqu'à $m = 100$ u. m. a. Il est donc particulièrement adapté à l'analyse de mélanges gazeux contenant des constituants légers tels que H, He, O, O_2, CO, CO_2, N_2, ...

Dans ce domaine des faibles masses on peut certainement considérer l'Omégatron comme un spectromètre de masse satisfaisant, étant entendu que plus on sera exigeant en ce qui concerne ses performances du point de vue quantitatif, plus sa conception et sa réalisation devront être soignées.

Certains auteurs [1] vont jusqu'à prétendre qu'il serait possible de construire un Omégatron capable de mesures significatives aux masses élevées. Cela est vraisemblable, mais jusqu'à présent il ne semble pas que des résultats probants aient été obtenus qui confirment cette hypothèse.

3.2. L'Omégatron détecteur de fuites.

On connaît, dans la technique du vide, la méthode de détection des fuites utilisant un spectromètre de masse.

Le récipient dont on cherche les fuites éventuelles est mis en communication avec le spectromètre de masse et l'ensemble est pompé aussi bien que possible. Les parois dont on suspecte l'étanchéité sont alors explorées avec un jet très fin de gaz témoin choisi autant que possible parmi les fluides n'existant pas normalement dans l'atmosphère et dans l'enceinte sous vide. Si une fuite existe en un endroit déterminé de la paroi, le gaz témoin pénètre par cet orifice et modifie la composition de l'atmosphère raréfiée à l'intérieur du récipient. Le spectromètre réglé sur la masse du gaz témoin, en permettant la mesure de la pression partielle du fluide introduit, permet de localiser la fuite et d'en mesurer le débit.

Pour des raisons de manipulation, le gaz témoin doit être de préférence inerte, non inflammable et non toxique. D'autre part, pour augmenter la sensibilité de la méthode, il doit diffuser rapidement et,

comme il a été dit, ne pas exister normalement à l'intérieur de l'installation, soit comme constituant des produits de dégazage des parois, soit comme constituant de l'air ambiant.

L'ensemble de ces conditions a fait généralement adopter l'hélium comme fluide témoin, encore qu'on puisse songer également à d'autres gaz légers diffusant rapidement. Le choix d'un tel gaz est lié à l'importance des fuites à détecter. Sans entrer dans les détails, rappelons simplement que les conditions de débit varient pour toutes les fuites entre l'entrée, côté haute pression et la sortie, côté basse pression : à l'entrée, à la pression atmosphérique, sauf pour de très petites fuites, l'écoulement se fait en régime visqueux alors que vers la sortie, la pression étant beaucoup plus faible, le régime peut devenir moléculaire. Toutefois pour les fuites relativement importantes, le débit est presque entièrement visqueux de sorte qu'il y a intérêt à utiliser un gaz témoin peu visqueux.

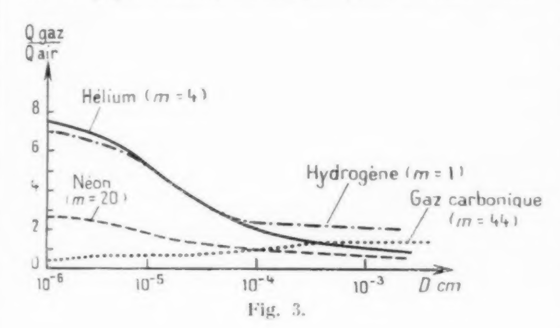


Fig. 3.

Dans le cas de fuites très faibles (cas des porosités qui peuvent être considérées comme formées d'une multitude de petits canaux en parallèle), l'écoulement devient entièrement moléculaire et le gaz témoin doit, au contraire, être visqueux mais léger.

Les courbes de la figure 3 indiquent les débits de quelques gaz par rapport à celui de l'air pour une fuite d'importance variable assimilée à une conduite de gaz cylindrique de longueur constante dont le diamètre varie de 10^{-6} à 10^{-2} cm [2]. On constate que l'hydrogène est le seul fluide qui convienne dans tous les cas; malheureusement sa manipulation est dangereuse et par ailleurs il existe toujours en quantité appréciable à l'intérieur des enceintes sous vide, soit comme produit de dégazage des parois métalliques, soit comme résultat du cracking des huiles de pompage.

Après l'hydrogène, c'est l'hélium qui semble être le gaz témoin le plus approprié, mais nous verrons qu'on obtient des résultats au moins aussi bons avec l'argon ($m = 40$ u. a. m.). Sans doute ce gaz dont la courbe

$$\frac{Q}{Q_{\text{air}}} = f(D)$$

est très voisine de celle du gaz carbonique ($m = 44$), s'écoule-t-il moins aisément que les gaz plus légers à travers les très faibles fuites, mais son coefficient d'ionisation spécifique est environ dix fois plus élevé que celui de l'hélium de sorte que, dans un temps et pour une fuite donnés, le nombre d'ions formés et susceptibles d'être collectés est à peu près le même que le gaz témoin utilisé, soit l'argon ou l'hélium.

Or pour séparer la masse 40 et *a fortiori* les masses plus faibles des masses voisines, le spectromètre détecteur de fuites peut être relativement rudimentaire. En particulier, on peut penser utiliser une version simplifiée de l'Omégatron dont on sait que le pouvoir de résolution est d'autant plus grand que les masses détectées sont plus faibles.

Un tel tube fut réalisé par D. Alpert et R. S. Buritz pour l'étude un peu particulière de la diffusion de l'hélium atmosphérique à travers une enveloppe en verre scellée [3]. Les résultats mirent en évidence la sensibilité extrêmement élevée de l'Omégatron et conduisirent d'autres chercheurs à l'utiliser comme détecteur de fuites conformément à la méthode décrite ci-dessus [4].

En décembre 1956 fut réalisé à la Compagnie générale de T. S. F. un Omégatron en verre dont nous donnerons les performances après l'avoir décrit rapidement.

4. OMÉGATION A ENVELOPPE DE VERRE.

4.1. Structure et montage.

La figure 4 donne les détails de structure et de montage d'un Omégatron à enveloppe en verre qui est utilisé actuellement pour les recherches de fuites.

Le champ électrique alternatif $\vec{E}$ est appliqué entre deux plaques P_1 et P_2 en molybdène (20×20 mm) de $3/10^{e}$ d'épaisseur; la distance entre ces deux plaques parallèles est de 25 mm.

L'espace d'interaction est délimité par une boîte B en molybdène ($25 \times 25 \times 20$ mm) dont les faces b, c, c', b' et a, d, d', a' situées en regard des plaques P_1 et P_2 sont évidées. Au centre des faces pleines a, b, b', a' et d, c, c', d' sont percés deux trous de diamètre $\Theta = 2$ mm qui définissent le faisceau d'électrons issu du filament F (fil de tungstène de $2/10^{e}$

de diamètre) et recueilli par le collecteur d'électrons C (plaque de molybdène 10 × 10 mm de 3/10e d'épaisseur).

Un réflecteur d'électrons R permet de renvoyer vers le faisceau les électrons émis dans des directions différentes.

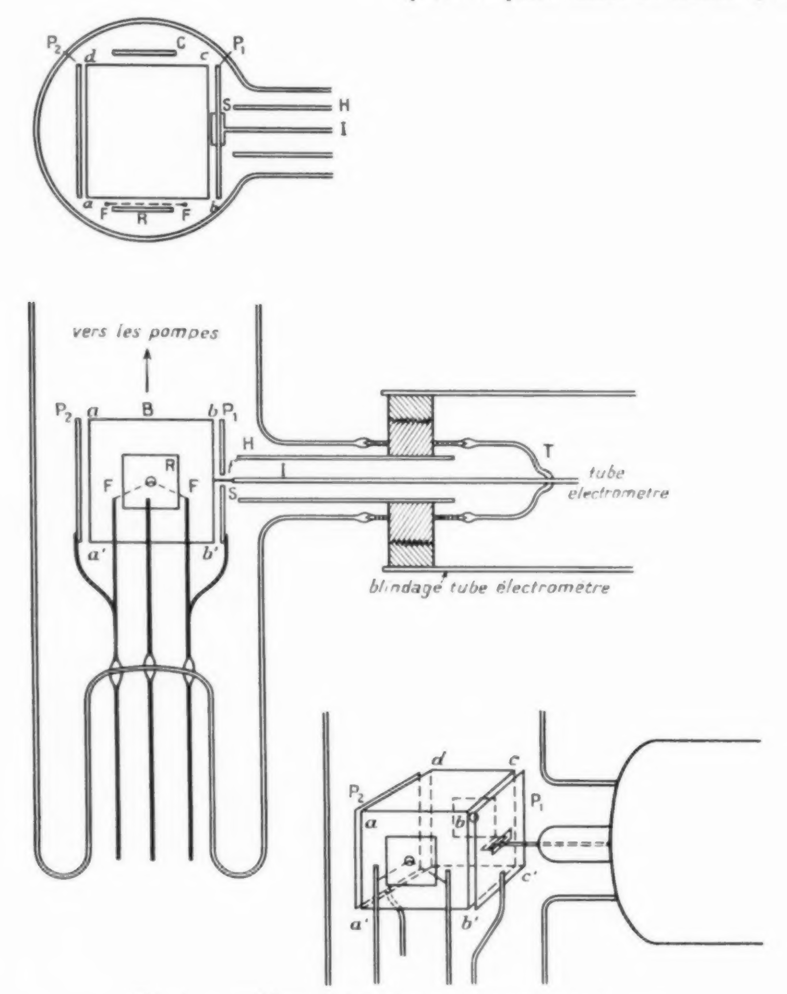


Fig. 4. — Schéma de l'Omégatron à enveloppe de verre.

La plaque P_1 comporte une fente rectangulaire parallèle au faisceau d'électrons, dans laquelle est logé le collecteur d'ions S, petite lamelle en molybdène de 3/10e d'épaisseur qui émerge dans la chambre B. Cette sonde qui doit être parfaitement centrée de façon à n'avoir aucun contact avec les bords de la fente est portée par un conducteur I entouré par un blindage H et sorti à travers un tube en verre T à grand isolement.

4.2. Circuits électriques.

4.2.1. Filament et collecteur d'électrons. — Le courant de chauffage du filament (4 A environ) est fourni par un accumulateur. Une pile permet de porter le point milieu du filament, relié au réflecteur d'électrons R, à — 90 V par rapport à la chambre à ionisation B, elle-même maintenue à — 90 V par rapport au collecteur d'électrons.

Le faisceau d'électrons est énergiquement focalisé par le champ magnétique $\vec{B}$ qui lui est parallèle, de sorte qu'environ 60 % des électrons émis par le filament sont recueillis par le collecteur C, donc participent à l'ionisation des molécules de gaz tra-

versant la chambre d'analyse. Comme l'intensité du faisceau ionisant est de l'ordre de quelques microampères dans les conditions normales de fonctionnement ($1\ \mu A \leq I \leq 10\ \mu A$), le filament qui travaille dans une enceinte où la pression ne doit pas dépasser quelques 10^{-5} mm Hg peut avoir une grande durée de vie.

D'ailleurs, en prévision de rentrées d'air accidentelles, on a prévu, pour une version industrielle de l'Omégatron présentement étudié, l'emploi d'un filament en platine-iridium ou en platine rhodié pouvant fonctionner sans risque de détérioration à des pressions assez élevées, de sorte que le problème de l'interchangeabilité du filament ne se pose pas.

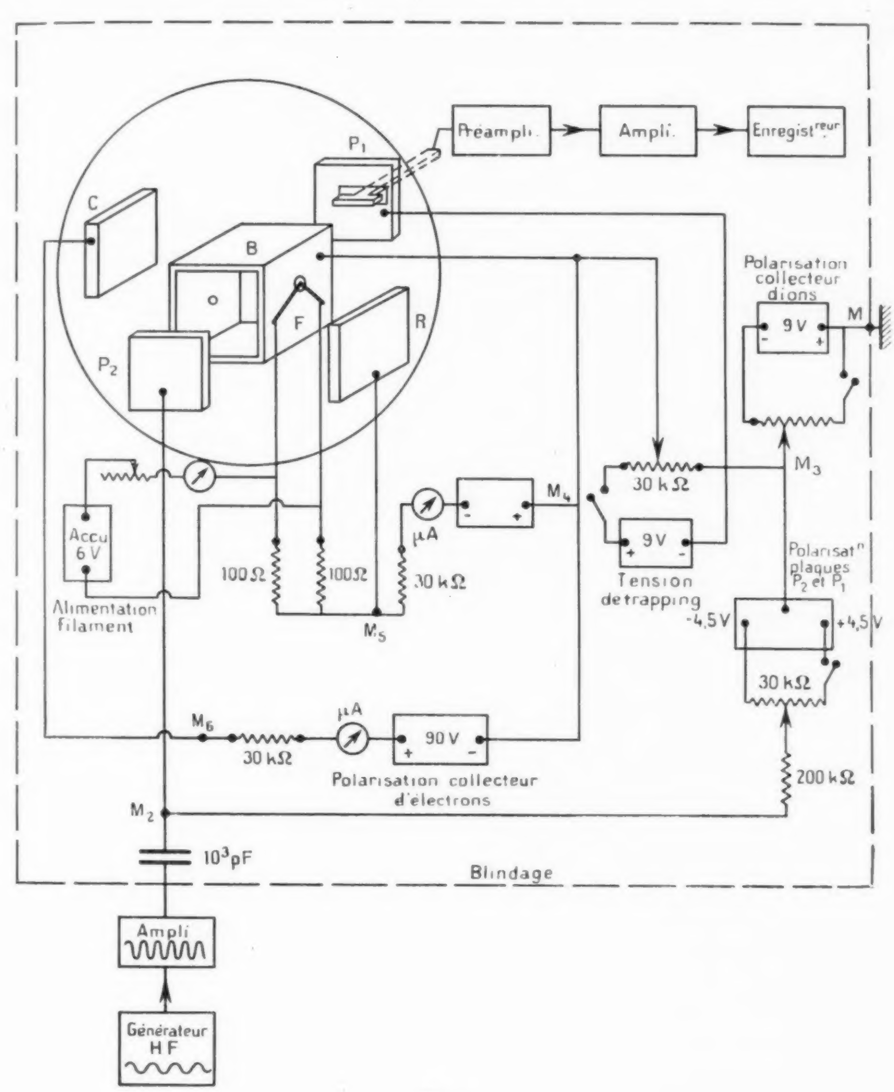


Fig. 5.

4.2.2. Champ électrique alternatif. — La tension alternative V appliquée entre les plaques P_1 et P_2 dont l'amplitude est de l'ordre d'un ou quelques volts est fournie par un générateur haute fréquence classique qui délivre un signal de sortie de 1 V d'amplitude et dont la fréquence peut varier de façon

continue entre 50 kc/s et 3 Mc/s; ce signal est ensuite amplifié au moyen d'un amplificateur à contre-réaction et appliqué entre les plaques P_1 et P_2, la plaque P_1 étant au potentiel du sol au point de vue alternatif.

Il est bénéfique de superposer à cette tension sinusoïdale V une petite tension continue telle que la plaque P_2 soit légèrement positive par rapport à P_1; cette tension de polarisation a pour effet d'extraire de la chambre d'analyse, et ce dans une direction perpendiculaire à la fois au champ électrique alternatif et au champ magnétique, les ions non résonnants qui tendent à s'accumuler au voisinage du faisceau ionisant. Cette polarisation qui élimine ainsi une charge d'espace parasite au centre de la chambre à ionisation est obtenue comme il

par un câble blindé à un amplificateur Derveaux à courant continu qui permet la mesure de courants de l'ordre de 10^{-15} A. Sa précision est de 1 %, sa dérive de 1 à 3 mV/h; il comporte une alimentation pour le préamplificateur. Une prise d'enregistrement permet de transmettre le signal de sortie à un millivoltmètre potentiomètre Speedomax destiné à l'enregistrement des spectres de masse obtenus par variation linéaire en fonction du temps de la fréquence du champ électrique alternatif $\vec{E}$.

Un blindage électrostatique particulièrement soigné étant indispensable, tous les circuits sont enfermés dans une boîte métallique, les liaisons à l'Omégatron, lui-même protégé par une enveloppe en cuivre mise à la terre, se faisant par l'intermédiaire de fils blindés.

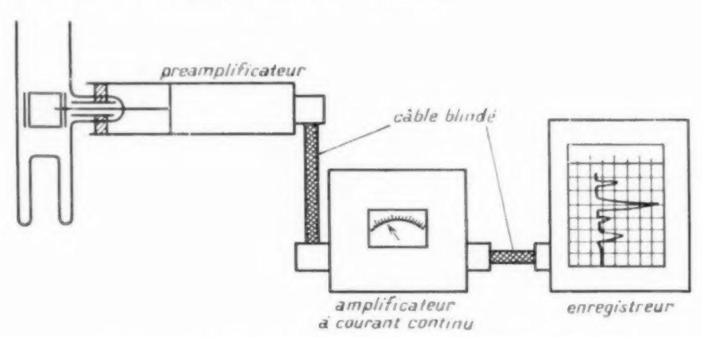


Fig. 6. — Schéma du circuit de mesure du courant ionique.

est indiqué sur la figure 5 qui donne une représentation schématique du circuit utilisé fournissant les différentes tensions continues devant être appliquées sur le tube.

Afin d'empêcher les ions produits de dériver sous l'action de leur composante de vitesse parallèle au champ magnétique, il est également nécessaire de porter les parois de la chambre d'ionisation à un potentiel positif par rapport aux plaques P_1 et P_2; cette tension qui a également pour effet d'empêcher l'arrivée éventuelle d'électrons sur le collecteur d'ions est obtenue comme il est indiqué sur la figure 5.

1.2.3. Circuit de mesure du courant ionique. — La figure 6 en donne le schéma. Le collecteur d'ions S est relié à une tête amplificatrice qui comporte une tétrode électromètre Victoreen 5 800. Ce tube fonctionne correctement derrière une source à impédance interne extrêmement élevée; le retour de grille pour ce tube est une résistance R de 10^{10} Ω. Le signal sortant du préamplificateur est transmis

1.2.4. Circuit magnétique. — L'Omégatron est placé dans l'entrefer d'un aimant ou d'un électro-aimant de telle façon que le champ magnétique $\vec{B}$ qui doit être aussi uniforme que possible dans tout le volume utile soit parallèle au faisceau d'électrons.

L'aimant ou l'électroaimant est monté sur un chariot qu'on peut déplacer de façon à permettre le positionnement convenable de l'aimant par rapport au tube. L'emplacement correct est celui pour lequel le courant recueilli par le collecteur d'électrons est maximum, toutes choses égales d'ailleurs.

Lorsqu'on peut se contenter d'un champ magnétique n'excédant pas 2 000 à 3 000 gauss (pour un entrefer de 45 mm), on utilise un aimant permanent en alliage Ticonal orienté; son poids est d'environ 13 kg, ses pièces polaires circulaires ont un diamètre de 80 mm et il produit dans un entrefer de 45 mm de hauteur un champ de 2 100 gauss.

Lorsque des champs magnétiques plus intenses sont nécessaires, on emploie un électroaimant capable de fournir dans l'entrefer utilité un champ pouvant atteindre 4 500 gauss.

4.2.5. Circuits de vide. — La figure 7 donne le schéma du bâti de pompage sur lequel est monté l'Omégatron détecteur de fuites.

Le récipient, dont on suspecte l'étanchéité, est connecté d'une part à l'Omégatron et d'autre part à une jauge à ionisation du type E 4 qui permet de contrôler la pression totale au niveau de l'Omégatron; lorsqu'on travaille avec des vides très poussés, on utilise une jauge C.S.F.R. du type Bayard-Alpert qui permet la mesure de pressions inférieures à 10^{-10} mm Hg.

L'ensemble est relié à un groupe de pompage à travers une vanne et un piège à air liquide. La pompe à diffusion est une pompe du type Speedivac dont la vitesse de pompage, compte tenu du piège qui lui est associé, est de 30 à 35 l/s.

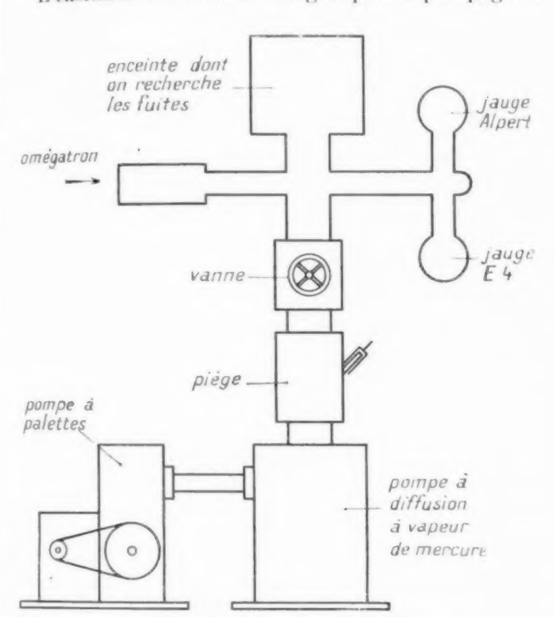


Fig. 7. — Schéma du circuit de pompage.

L'Omégatron, le récipient dont on cherche les fuites et les jauges peuvent être étuvés jusqu'à 480° C, ce qui permet l'obtention, en l'absence de fuites importantes, d'une pression très faible. Il serait souhaitable, et certains expérimentateurs insistent sur ce point [1], que la vanne et le piège soient également étuvables; en particulier, ceci s'avère indispensable lorsqu'on recherche des fuites extrêmement faibles ou qu'on veut étudier l'origine de l'augmentation de la pression résiduelle dans des systèmes à vide scellés, pression qui doit être aussi basse que possible au moment du scellement.

La vanne, en permettant de diminuer et même d'annuler la vitesse de pompage, rend possible l'emploi de la méthode dite « d'accumulation » qui permet la mesure de fuites trop faibles pour pouvoir être détectées directement; cette méthode consiste, par fermeture de la vanne, à isoler l'Omégatron et le récipient à essayer sous vide qui lui est connecté. Le gaz pénètre par les fuites et s'accumule dans le volume qui lui est offert de sorte que sa pression croît jusqu'à devenir mesurable au moyen de l'Omégatron. On comprend que cette méthode ne soit utilisable que si le récipient, l'Omégatron et le circuit de pompage ont été au préalable soigneusement étuvés. S'il n'en était pas ainsi, après fermeture de la vanne, les dégazages internes provoqueraient une augmentation importante de la pression dans l'Omégatron qui aurait pour effet une dispersion prohibitive des ions à l'intérieur de la chambre d'ionisation, dispersion entraînant la suppression des signaux correspondant à l'arrivée sur la sonde d'ions effectivement accélérés et l'apparition de signaux parasites (dont certains peuvent être aisément reconnus comme tels parce qu'ils correspondent à des nombres de masse non entiers).

L'expérience montre que ces perturbations se manifestent lorsque la pression excède quelques 10^{-5} mm Hg. La pression, ayant une influence importante sur les différents réglages permettant l'obtention d'une bonne sensibilité jointe à une résolution acceptable, il y a intérêt à maintenir la pression constante dans l'Omégatron lui-même. C'est la raison pour laquelle ce tube a son propre groupe de pompage qui n'est généralement pas prévu pour assurer en même temps le pompage des pièces à tester; un groupe annexe doit donc être prévu, dont la vitesse de pompage dépend évidemment du volume des enceintes à contrôler.

5. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.

5.1. Utilisation de l'Omégatron pour l'analyse qualitative de mélanges de gaz légers.

5.1.1. Obtention d'un spectre de masse. — Bien que destinée essentiellement à la recherche des fuites, la version simplifiée de l'Omégatron qui vient d'être décrite permet l'analyse qualitative de mélanges de gaz légers ($m < 100$ u. m. a.). Ayant adopté pour le champ électrique $\vec{E}$ et le champ magnétique $\vec{B}$ des valeurs telles que le pouvoir de résolution ait une valeur acceptable dans le domaine

des masses étudiées et les réglages des différentes tensions de polarisation ayant été effectués pour que la sensibilité de l'appareil soit aussi bonne que possible, on fait varier de façon continue la fréquence f du champ électrique appliqué : des ions de masses différentes défilent alors sur le collecteur S et la mesure des courants qui leur correspondent indique, moyennant certaines conditions, leur concentration dans l'échantillon de gaz étudié. Par l'intermédiaire d'un dispositif automatique d'enregistrement, on obtient des « spectres de masse » tel que celui de la figure 8 présentant un certain nombre de « pics » qui correspondent aux masses m des divers types d'ions présents dans le mélange analysé.

5.1.2. Examen d'un spectre de masse. — Lorsqu'on opère dans les conditions qui viennent d'être indiquées (champ magnétique constant), quatre paramètres essentiels influent sur le fonctionnement de l'Omégatron. Ce sont :

a. l'amplitude E_0 du champ électrique $\vec{E}$;

b. l'intensité I_e du courant ionisant;

c. les grandeurs des tensions continues de polarisation :

$V_{M_1M_2}$, tension de polarisation des plaques P_1 et P_2 (²);
V_{MM}, tension de polarisation du collecteur d'ions;
$V_{M_1M_3}$, tension dite de trapping;

d. la pression du gaz dans la chambre à ionisation.

Ces quatre paramètres ont des effets marqués sur les trois caractéristiques fondamentales des pics qui sont (voir *fig.* 9) :

1° La fréquence de résonance f qui est la valeur de la fréquence correspondant au sommet du pic; elle est liée à la masse m des ions résonnants par la relation

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{eB}{m};$$

on en déduit

$$m_{(u.m.a.)} = \frac{1,52\, B_{(gauss)}}{f_{(kc/s)}}; \qquad (30)$$

2° L'intervalle de fréquences Δf correspondant à la largeur du pic;

3° La hauteur h du pic qui rend compte de la sensibilité de l'appareil.

Une étude systématique de l'influence des para-

Fig. 8.

(²) Se reporter aux notations de la figure 5.

mètres précités sur les caractéristiques de pics est en cours; elle permettra de voir dans quelles conditions l'Omégatron peut être utilisé pour l'analyse quantitative de composés gazeux; mais d'ores et déjà les résultats obtenus montrent que le spectromètre de masse à résonance d'ions permet l'identification aisée et rapide des constituants d'un mélange de gaz légers : cela suffit à faire de l'Omégatron un instrument précieux pour le physicien.

Nous nous bornerons dans ce qui suit à donner des renseignements d'ordre qualitatif.

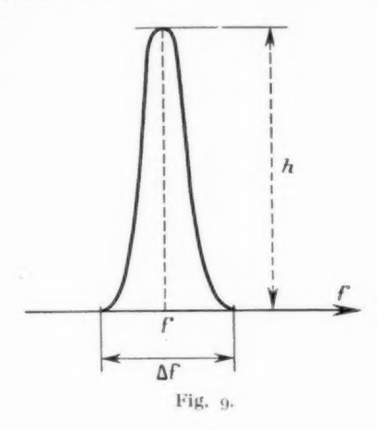


Fig. 9.

5.1.3. Exemples de spectres de masse obtenus. — *a.* Le spectre de masse de la figure 8 correspond à l'analyse du gaz résiduel dans un récipient métallique parfaitement étanche. Lors de cet enregistrement, les conditions de fonctionnement de l'Omégatron étaient les suivantes :

Pression :

$P \sim 10^{-}$[illegible] mm Hg, $\quad I_e = 4\ \mu A, \quad B = 2100$ gauss;

Amplitude de la tension alternative appliquée entre les plaques P_1 et P_2 :

$$V = 2,1\ V,$$
$$V_{MM_2} = -0,05\ V,$$
$$V_{MM_3} = -0,6\ V,$$
$$V_{MM_4} = +0,37\ V;$$

Sensibilité de l'amplificateur à courant continu : 2 V pour toute l'échelle du voltmètre de sortie.

Par variation continue de la fréquence dans la gamme 100-210 kc/s, on voit qu'on obtient des pics plus ou moins importants aux fréquences

$$f_1 = 200\ kc/s, \quad f_2 = 187\ kc/s, \quad f_3 = 177\ kc/s,$$
$$f_4 = 114\ kc/s \quad et \quad f_5 = 100\ kc/s.$$

Les masses correspondantes sont, d'après la relation (30),

pour $f_1 = 200$:

$m_1 = 15,96$, soit $m_1 \sim 16$ (O);

pour $f_2 = 187$:

$m_2 = 17,06$, soit $m_2 \sim 17$ (OH);

pour $f_3 = 177$:

$m_3 = 18,03$, soit $m_3 \sim 18$ (H_2O);

pour $f_4 = 114$:

$m_4 = 28$, soit $m_4 \sim 28$ (N_2);

pour $f_5 = 100$:

$m_5 = 31,92$, soit $m_5 \sim 32$ (O_2).

On remarquera dans le cas présent l'excellent accord entre les résultats expérimentaux et ceux prévus par la théorie.

b. Avec les mêmes valeurs de la pression P, du champ magnétique $\vec{B}$, du courant ionisant I_e et des différentes tensions de polarisation, mais avec $V = 0,56$ V, on obtient dans la gamme 50-105 kc/s le spectre de masse de la figure 10. Les fréquences

$$f_5 = 100\ kc/s, \quad f_6 = 90\ kc/s, \quad f_7 = 80\ kc/s,$$
$$f_8 = 78\ kc/s, \quad f_9 = 73\ kc/s \quad et \quad f_{10} = 58\ kc/s$$

correspondent

pour $f_5 = 100$:

$m_5 = 31,92$, soit $m_5 \sim 32$ (O_2);

pour $f_6 = 90$:

$m_6 = 35,4$, soit $m_6 \sim 35$;

pour $f_7 = 80$:

$m_7 = 39,9$, soit $m_7 \sim 40$ (Ar);

pour $f_8 = 78$:

$m_8 = 40,9$, soit $m_8 \sim 41$;

pour $f_9 = 73$:

$m_9 = 43,8$, soit $m_9 \sim 44$ (CO_2);

pour $f_{10} = 58$:

$m_{10} = 55,03$, soit $m_{10} \sim 55$.

Pour avoir un pouvoir séparateur acceptable dans

la gamme 30-60 u. m. a., on a dû réduire l'amplitude du champ électrique $\vec{E}$, ce qui a entraîné une diminution de la sensibilité de l'appareil (il a fallu passer sur la sensibilité 50 mV de l'amplificateur à courant continu pour obtenir l'enregistrement de la figure 10).

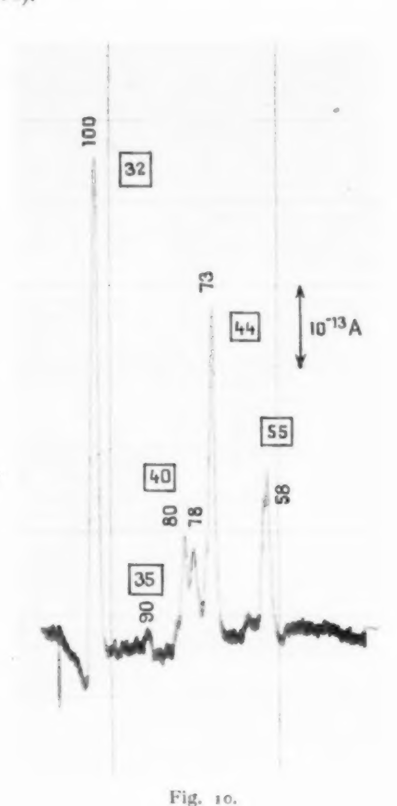


Fig. 10.

c. Dans la gamme de fréquence 190-410 kc/s, on obtient des pics correspondant aux fréquences

$$f_1 = 200 \text{ kc/s}, \qquad f_{12} = 229 \text{ kc/s},$$
$$f_{13} = 268 \text{ kc/s} \qquad \text{et} \qquad f_{14} = 400 \text{ kc/s}.$$

Pour $f_1 = 200$ kc/s, on retrouve le pic relatif à la masse 16 (O); pour $f_{12} = 229$ kc/s, on a

$$m_{12} = 13{,}93, \qquad \text{soit} \quad m_{12} \sim 14 \quad (\mathrm{N});$$

pour $f_{13} = 268$ kc/s, on obtient

$$m_{13} = 11{,}91, \qquad \text{soit} \quad m_{13} \sim 12 \quad (\mathrm{C});$$

enfin, pour $f_{14} = 400$ kc/s, on a

$$m_{14} = 7{,}98 \qquad \text{soit} \quad m \sim 8 \quad (\mathrm{O}^{++}).$$

Le spectre de masse (*fig.* 11) a été obtenu avec $V = 0{,}98$ V, les valeurs des autres paramètres étant les mêmes que précédemment.

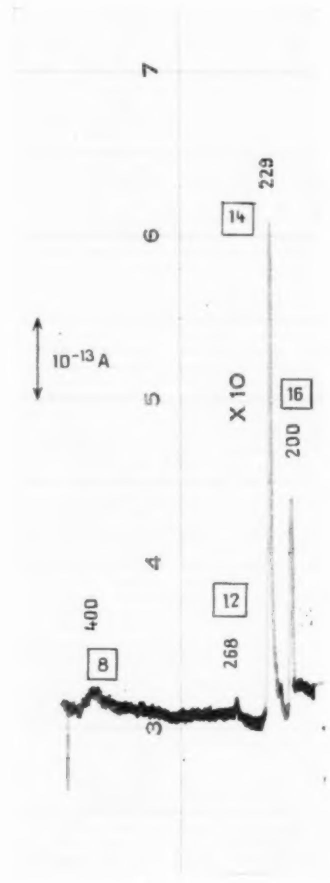


Fig. 11.

d. Pour la même valeur de l'amplitude V de la tension alternative appliquée entre les plaques P_1 et P_2 on obtient dans la gamme 100-210 kc/s, le spectre de masse de la figure 12. La comparaison de cet enregistrement avec celui obtenu pour $V = 2{,}1$ V (*fig.* 8) montre que :

— conformément à la théorie, une diminution de l'amplitude E_0 du champ électrique $\vec{E}$ améliore le pouvoir séparateur, mais diminue la sensibilité de l'appareil;

— la variation de E_0 modifie la valeur des fréquences de résonance correspondant aux différents types d'ions : plus précisément on constate qu'une

variation de 50 % de E_0 entraîne une variation de 1 à 2 % de la valeur des fréquences correspondant au sommet des pics relatifs aux masses 16, 17, 18, 28 et 32.

On constate également que le rapport des amplitudes des pics correspondant aux mêmes masses est différent dans les deux cas : les différences observées proviennent en partie de ce que les conditions de vide n'étaient pas exactement les mêmes lorsque les enregistrements ont été effectués. Ceci n'a d'ailleurs qu'une importance relative dans la mesure où l'on se contente de renseignements d'ordre qualitatif.

5.2. Observation de la perméation de l'hélium à travers le verre.

5.2.1. Obtention du pic relatif a la masse 4. — L'Omégatron étant considéré comme un instru-

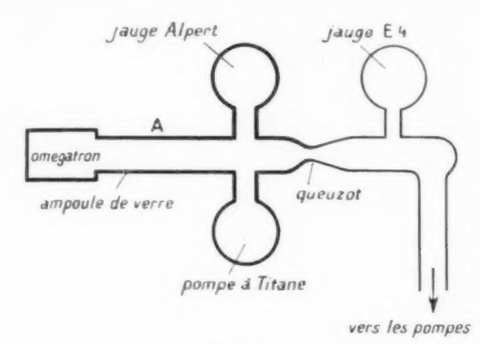


Fig. 13.

ment parfaitement adapté à l'étude de l'origine de l'augmentation du vide résiduel dans des systèmes à vide scellés, on a essayé de retrouver les résultats obtenus par D. Alpert et R. S. Buritz concernant la perméation de l'hélium à travers le verre. La figure 13 donne le schéma de l'installation utilisée. A une ampoule en verre A, susceptible d'être scellée sous vide, sont connectés, d'une part l'Omégatron et, d'autre part, une gauge Alpert et une « pompe à titane ». Ce getter, qui est une version très simplifiée de la pompe « Evapor-ion » de Herb [5], permet l'obtention d'un vide très poussé ($P \sim 10^{-9}$ mm Hg) que mesure et favorise tout à la fois la jauge Alpert.

L'ensemble raccordé à un bâti de pompage classique est d'abord soigneusement dégazé; au moment du scellement sous vide, la pression dans l'ampoule est de l'ordre de 10^{-6} mm Hg. Un galvanomètre destiné à la mesure du courant collecteur de la jauge Alpert indique après que celle-ci ait fonctionné

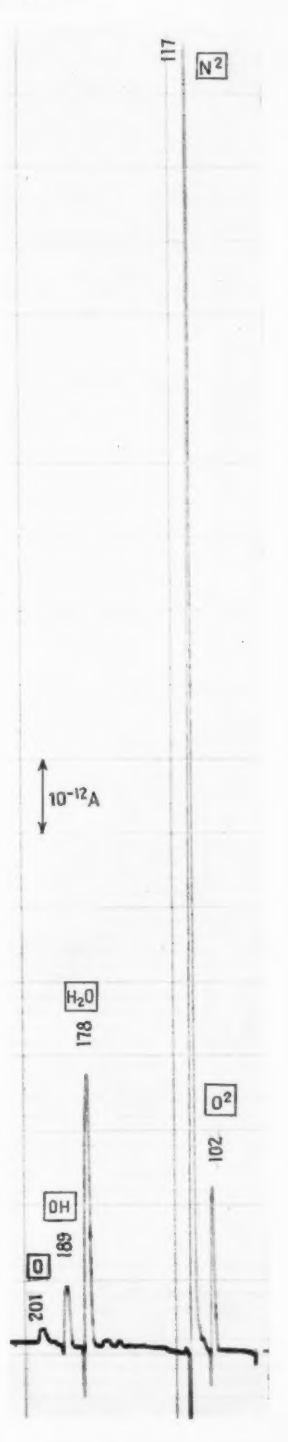


Fig. 12.

pendant 30 mn un courant de $2,5.10^{-8}$ A, ce qui correspond à une pression de $2,5.10^{-7}$ mm Hg dans l'ampoule scellée. Après 12 h de fonctionnement, la pression est descendue à 4.10^{-9} mm Hg. Lorsque la jauge n'est pas en service, la pression dans l'ampoule remonte et se stabilise aux environs de 10^{-8} mm Hg. On voit ainsi, et cela confirme les résultats obtenus dans des conditions analogues par d'autres expérimentateurs, que la jauge Alpert, en tant que source d'ionisation, favorise l'obtention d'un vide poussé.

La figure 14 montre le pic de l'hélium obtenu avec un champ magnétique de 2100 gauss et un courant ionisant de 10 µA, avant et après réglage des tensions de polarisation et du niveau de la tension alternative V.

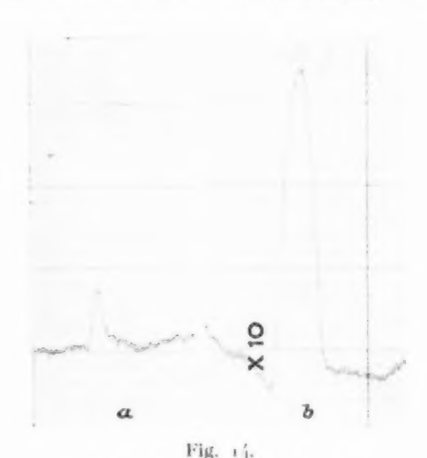


Fig. 14.
a. Avant réglage; *b*. Après réglage.

La valeur de la fréquence de résonance relative à l'hélium (masse 4) trouvée expérimentalement est

$$f = 830 \text{ kc/s},$$

tandis que la valeur théorique fournie par la relation (30) est

$$f = \frac{1,52 \times 2100}{4} = 798 \text{ kc/s}.$$

L'écart entre ces deux valeurs qui représente moins de 4 % de la quantité mesurée provient, d'une part, des erreurs de lecture sur le cadran du générateur de fréquence et, d'autre part, de ce que le champ électrique à l'intérieur de la chambre à ionisation n'a pas l'uniformité que suppose la théorie.

Avec les réglages relatifs à l'hélium, on explore le spectre de masse dans la gamme de fréquences où l'on doit trouver, s'ils existent, les pics correspondant aux masses 14, 16, 18 et 28 qui, ainsi qu'on a pu le voir, sont généralement les plus importants dans les spectres résiduels. On obtient, en effet, des pics correspondant aux masses 14, 16 et 18, mais ils sont trop petits pour pouvoir être identifiés avec certitude. Ce qui est étonnant, c'est que le pic relatif à la masse 28, ordinairement abondant, n'apparaisse pas dans le spectre de masse : son absence pourrait être due aux propriétés d'adsorption du titane. Cette hypothèse reste à vérifier, mais elle n'est pas en contradiction avec les résultats obtenus par Virgil L. Stout et Martin D. Gibbons [6].

Quoi qu'il en soit, on a pu vérifier la présence d'hélium dans le gaz résiduel contenu dans l'ampoule en verre. L'amplitude du pic qui lui correspond (environ 10^{-13} A) en comparaison de celles relatives aux pics des autres constituants est la preuve que l'hélium, traversant la paroi, s'est accumulé dans l'enceinte en verre. S'il n'en était pas ainsi, l'hélium, dont le pourcentage en volume dans l'air est de 5/1000e, ne se caractériserait pas par un pic susceptible d'être décelé dans les conditions de l'expérience.

5.2.2. Sensibilité de l'Omégatron. — Outre la preuve de la perméation de l'hélium à travers le verre, on obtient par les mesures décrites ci-dessus une estimation de la sensibilité de l'Omégatron qui s'avère être comparable à celle de la jauge Alpert. Rappelons que la sensibilité d'une jauge à ionisation est définie par la quantité

$$S_0 = \frac{I_i}{I_e P}, \tag{31}$$

I_i étant l'intensité du courant ionique collecté, I_e celle du courant électronique ionisant et P la pression. Cette quantité a pour dimensions P^{-1}.

Or le sommet du pic de l'hélium qui a été obtenu après réglage (*fig.* 14 *b*) correspond à un courant I_i de 10^{-13} A; le courant électronique ionisant correspondant est $I_e = 10^{-5}$ A et la pression, $P = 10^{-9}$ mm Hg. On en déduit

$$S_0 = \frac{10^{-13}}{10^{-9}.10^{-5}} = 10 \,[\text{mm Hg}]^{-1}.$$

Cette valeur est très sensiblement celle relative à la jauge Alpert indiquée par son constructeur.

Des courants d'ions de 10^{-14} A pouvant être mesurés avec l'amplificateur à courant continu utilisé, la limite de la pression partielle qui peut être mesurée au moyen de l'Omégatron est, si l'on prend $I_e = 10$ µA,

$$P = \frac{1}{S_0}\frac{I_i}{I_e} = \frac{1}{10}\frac{10^{-14}}{10^{-5}} = 10^{-10} \text{ mm Hg}.$$

5.3. **Détection de fuites.**

5.3.1. Ordre de grandeur des fuites a détecter. — Pour apprécier les performances de l'Omégatron en tant que détecteur de fuites, il est bon d'avoir présents à l'esprit les ordres de grandeur des fuites qu'on peut avoir à déceler : on sait que la grandeur d'une fuite s'exprime par son débit équivalent de gaz à une pression donnée; nous l'exprimerons en mm³.atm/h, unité très pratique et d'un usage courant.

Pour faciliter les comparaisons, le tableau ci-dessous donne d'autres unités souvent utilisées et leurs correspondances :

$$1 \text{ lusec} = 1 \text{ l.}\mu_{\text{Hg}}/\text{s};$$
$$1 \text{ cm}^3.\text{atm/s} = 760 \text{ lusecs} = 3{,}6.10^6 \text{ mm}^3.\text{atm/h},$$
$$1 \text{ mm}^3.\text{atm/h} = 2{,}77.10^{-7} \text{ cm}^3.\text{atm/s} = 2{,}1.10^{-4} \text{ lusecs},$$
$$1 \text{ l.mm/s} = 10^3 \text{ lusecs},$$
$$1 \text{ cm}^3.\text{barye/s (unité C. G. S.)} = 0{,}75.10^{-3} \text{ lusecs}.$$

Si une fuite de l'ordre du mm³.atm/h peut être tolérée sur de grands circuits à vide pompés en permanence au moyen de pompes à grand débit, par contre pour toutes les enceintes sous vide statique, c'est-à-dire où l'on a fait le vide une fois pour toutes (tubes électroniques, tubes à rayons X, etc.) des fuites de l'ordre de 10^{-4} mm³.atm/h sont inadmissibles; montrons-le sur un exemple.

Soit un tube électronique, ayant un volume d'environ 100 cm³, scellé sous une pression de 10^{-6} mm Hg, et qui s'avère inutilisable au bout de 3 mois, la pression dans le tube s'étant élevée à quelques 10^{-3} mm Hg. Quelle est la valeur de la fuite correspondante ?

Si l'on désigne par V le volume du tube, H la pression atmosphérique qu'on prendra égale à 10 baryes, $\frac{dP}{dt}$ la vitesse de remontée de pression à l'intérieur du tube et f le débit de la fuite exprimée en centimètres cubes par seconde à la pression H, l'étude de l'évolution de la pression P à l'intérieur du tube conduit à la relation

$$-Hf + V\frac{dP}{dt} = 0,$$

d'où l'on tire

$$f = \frac{V}{H}\frac{\Delta P}{\Delta t}.$$

Dans le système d'unités C. G. S., on a

$$f_{\text{cm}^3.\text{H barye/s}} = \frac{V_{\text{cm}^3}}{H_{\text{baryes}}}\frac{\Delta P_{\text{baryes}}}{\Delta t_{\text{s}}}. \qquad (32)$$

Dans le cas étudié, on a

$$V = 100 \text{ cm}^3, \qquad H = 10^6 \text{ baryes},$$
$$\Delta P = 10^{-3} - 10^{-6} \sim 10^{-3} \text{ mm Hg} = 1{,}3 \text{ barye}$$

et

$$\Delta t = 3 \times 30 \times 24 \times 3\,600 = 8{,}3.10^6 \text{ s},$$

de sorte que

$$f = \frac{10^2}{10^6}\frac{1{,}3}{8{,}3.10^6} = 1{,}5.10^{-11} \text{ cm}^3.\text{atm/s};$$

comme 1 cm³.atm/s = 3,6.10⁶ mm³.atm/h, on peut encore écrire

$$f = 1{,}5.10^{-11}.3{,}6.10^6 = 0{,}5.10^{-4} \text{ mm}^3.\text{atm/h},$$

ainsi le débit équivalent de gaz à la pression atmosphérique de la fuite responsable de la remontée de pression dans le tube considéré est 0,5.10^{-4} mm³.atm/h. Ce calcul confirme ce qui a été dit précédemment, à savoir que des fuites de l'ordre de 10^{-4} mm³.atm/h rendent rapidement inutilisables des tubes scellés dans lesquels doivent régner de très bons vides.

Jusqu'à maintenant, seul le spectromètre à hélium était capable de déceler rapidement des fuites aussi petites (on peut calculer qu'il faudrait quelques milliers de siècles pour que la pression dans le tube s'élève à 760 mm Hg); par la méthode dite « d'accumulation », il est même capable de déceler des fuites de l'ordre de 10^{-7} mm³.atm/h sur des canalisations de très petites dimensions et dans un temps raisonnable. Il semble, d'après les renseignements fournis par les expériences en cours, qu'on puisse prétendre à d'aussi bons résultats avec l'Omégatron qui devrait, dans sa version industrielle, avoir un prix de revient beaucoup plus bas que celui des détecteurs de fuites disponibles sur le marché.

5.3.2. Exemple de recherche de fuites sur un pied de klystron. — *a. Gaz témoin utilisé :* argon (m = 40 u. m. a.). — Un pied de gros klystron, ayant un volume d'environ 5 l, est raccordé au bâti de pompage comme il est indiqué sur la figure 7. Après un étuvage rapide, une jauge E 4 indique une pression de 10^{-5} mm Hg dans l'enceinte à contrôler.

Les conditions de fonctionnement de l'Omégatron sont celles qui ont permis l'enregistrement de la figure 10

$$I_e = 4 \ \mu\text{A}, \qquad V_{\text{MM}_2} = -0{,}05 \text{ V},$$
$$B = 2\,100 \text{ gauss}, \qquad V_{\text{MM}_1} = -0{,}6,$$
$$V = 0{,}56, \qquad V_{\text{MM}_3} = +0{,}37.$$

Avant d'explorer les parois du tube avec un jet

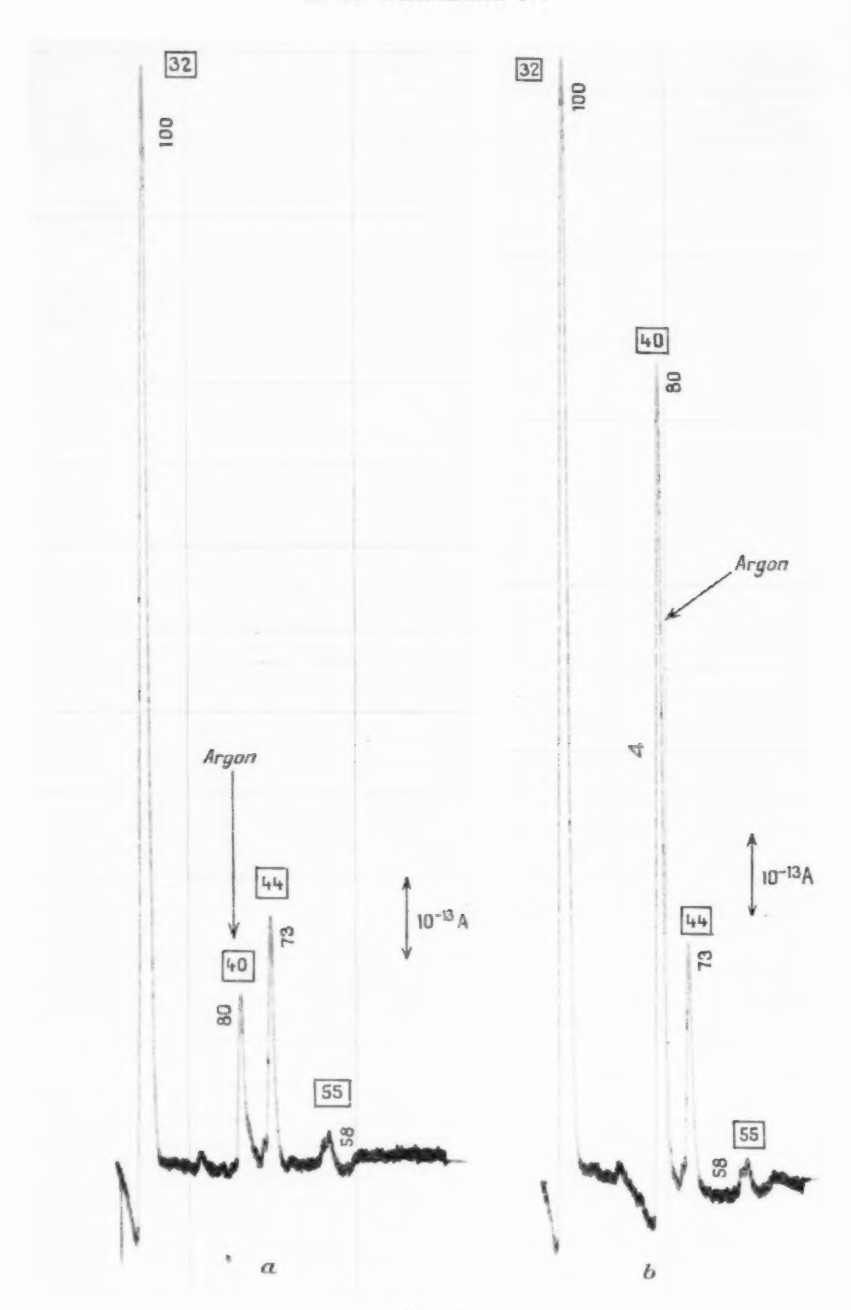


Fig. 15.
a. Avant l'introduction d'argon; *b*. Pendant l'introduction d'argon.

d'argon, on effectue l'enregistrement du spectre de masse du gaz résiduel dans la gamme 50-105 kc/s; on retrouve (*fig.* 15 *a*) les pics relatifs aux masses 55, 44, 40 et 32. On constate, en particulier, l'existence du pic de l'argon dont l'amplitude correspond à un courant ionique d'environ 2.10^{-13} A.

Mesure d'étanchéité globale. — On enveloppe la pièce à contrôler dans un sac en matière plastique

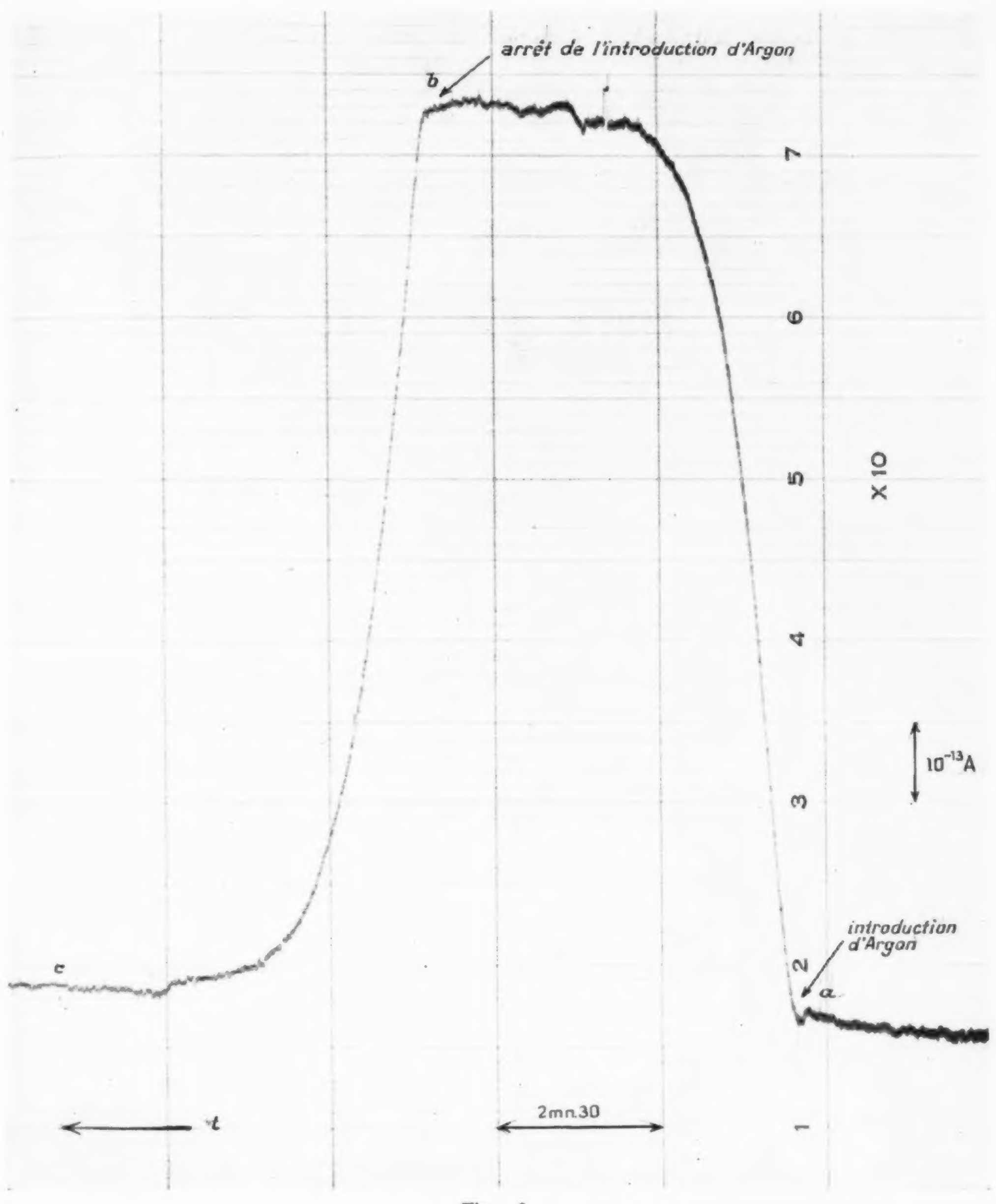


Fig. 16.

comportant un orifice par lequel on introduit l'argon. Après quelques secondes d'introduction, on fait un enregistrement de spectre dans la gamme 50-105 kc/s.

La figure 15 *b* montre le résultat obtenu : on constate que le pic de l'argon a maintenant une amplitude correspondant à un courant ionique de l'ordre de 2.10^{-12} A, tandis que les pics correspondant aux autres masses ont conservé sensiblement les ampli-

tudes qu'ils avaient avant l'introduction du gaz-témoin. On peut également travailler à fréquence fixe en se réglant sur la fréquence de résonance de l'argon, $f = 80$ kc/s, et en suivant l'évolution de l'amplitude du pic 40 pendant l'introduction de gaz : on constate que cette amplitude croît, conformément à la théorie, suivant une loi de la forme $K[1 - e^{-At}]$, c'est la partie *ab* de l'enregistrement de la figure 16. Lorsqu'on cesse d'introduire de l'argon et qu'on souffle de l'air dans le sac qui de la seconde. En quelques minutes quatre fuites ont été localisées avec une assez bonne précision.

La figure 17 montre comment évolue l'amplitude du pic lorsqu'on promène le jet d'argon autour d'une fuite : de *a* en *b*, la hauteur du pic reste constante : on se trouve dans une zone étanche; en *c*, on est au voisinage de la fuite : l'amplitude du pic de l'argon croît; en *d*, on s'éloigne de la fuite : la hauteur du pic revient à sa valeur initiale; à partir de *e* on explore à nouveau une zone étanche.

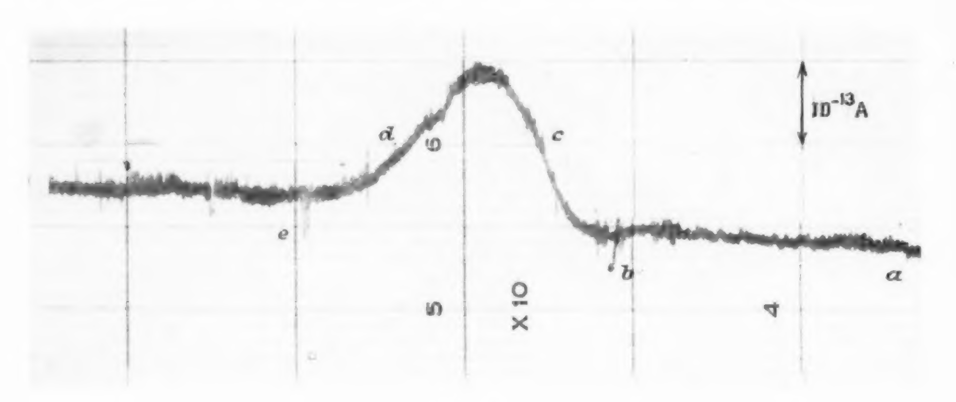


Fig. 17.

enferme la pièce à tester, l'amplitude du pic 40 diminue rapidement, puis tend asymptotiquement vers la valeur qu'elle avait avant l'introduction du gaz-témoin : c'est la portion *bc* de la courbe de la figure 16.

En répétant plusieurs fois les opérations qui viennent d'être décrites, on retrouve exactement les mêmes résultats, qui fournissent la mesure des fuites globales de l'enceinte testée.

L'expérience ayant montré que la pression dans le pied de klystron, isolé du circuit de pompage, passe de 4.10^{-6} à 5.10^{-5} mm Hg au bout de 20 h, on calcule que la fuite globale correspondante est d'environ $1{,}4.10^{-2}$ mm³.atm/h. C'est une fuite relativement grande et cependant elle n'avait pu être décelée au moyen d'un détecteur au fréon. On voit avec quelle facilité elle peut être observée avec l'Omégatron.

Localisation des fuites. — On supprime l'enveloppe en matière plastique, on se règle sur le sommet du pic 40 ($f = 80$ kc/s), et l'on explore les parois du pied de klystron avec un jet d'argon très fin. Lorsqu'on passe sur une fuite, l'amplitude du pic 40 croît immédiatement : le temps de réponse est de l'ordre

b. Gaz témoin utilisé : hélium ($m = 4$ u. m. a.). — La recherche des fuites sur le même pied de klystron a également été effectuée en utilisant comme gaz témoin l'hémixal, mélange gazeux comprenant 20 % d'hélium, fourni par la Société l'Air Liquide.

La figure 18 montre l'évolution de la hauteur du pic 4 ($f = 825$ kc/s) pendant et après l'introduction d'hémixal. Lors de cet enregistrement, on avait $V = 8$ V et, comme précédemment,

$V_r = 6{,}2$ V,	$V_{HH_2} = -0{,}05$ V,
$B = 2\,100$ gauss,	$V_{HH_1} = -0{,}6$,
	$V_{HH_3} = +0{,}37$.

On notera que l'amplitude maximum du pic obtenu est beaucoup plus faible que celle relative au pic de l'argon; ceci semble en contradiction avec le fait que, l'hélium étant plus léger que l'argon, a une vitesse de perméation sensiblement plus élevée et doit donc passer dans un temps donné en plus grande quantité dans la chambre à ionisation de l'Omégatron; mais il faut remarquer, d'une part, que le gaz témoin utilisé n'est pas de l'hélium pur mais un mélange ne contenant que 20 % d'hélium, et, d'autre part, que la probabilité d'ionisation pour

l'hélium est environ dix fois plus faible que celle de l'argon.

L'emploi de l'argon s'avère donc préférable à celui de l'hémixal pour la recherche des fuites au moyen de l'Omégatron; un certain nombre de détections de fuites dont les débuts variaient entre 10^{-1} et

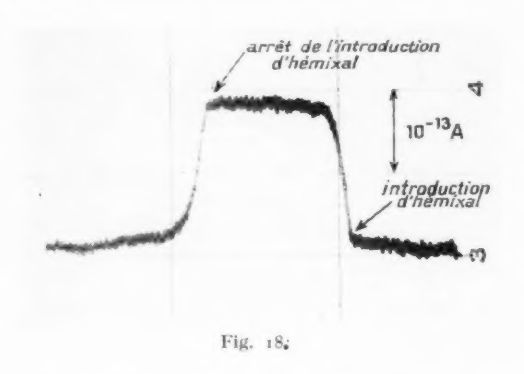


Fig. 18.

10^{-4} mm³.atm/h a été effectué, qui confirme cette conclusion.

6. FORME INDUSTRIELLE DE L'OMÉGATRON.

Les avantages de l'Omégatron à enveloppe en verre sont évidents : la simplicité de sa structure en fait un tube de petites dimensions relativement peu coûteux; son raccordement à une canalisation de pompage en verre est une opération aisée et rapide; c'est de plus un tube facilement étuvable (480° C) et surtout, ce qui est indispensable pour un détecteur de fuites, il donne le maximum de garantie au point de vue étanchéité.

Toutefois l'Omégatron à enveloppe en verre présente un certain nombre d'inconvénients : il est fragile; comme il est nécessaire que le tube soit parfaitement blindé, une enveloppe métallique est prévue qui épouse la forme de l'ampoule en verre; la présence d'une sortie latérale (collecteur d'ions) rend difficiles la mise en place de ce blindage et sa fixation sur le tube. Par ailleurs, l'existence de ce blindage augmente la hauteur de l'entrefer nécessaire pour que le tube et son enveloppe métallique puissent glisser entre les pièces polaires de l'aimant — ou de l'électroaimant — fournissant le champ $\vec{B}$. (Notons qu'on pourrait réduire l'entrefer en utilisant une enveloppe en verre à parois planes, mais une telle réalisation est à la fois délicate et coûteuse.)

Un autre inconvénient est signalé par Bell [4] : lorsqu'on utilise l'hélium comme gaz témoin pour les recherches de fuites, la perméation de l'hélium à travers le verre finit au bout d'un certain temps par constituer une fuite apparente assez importante, d'où la nécessité de protéger l'Omégatron à enveloppe en verre des projections d'hélium : le blindage en cuivre participe à cette protection qui peut cependant s'avérer insuffisante.

Toutes ces imperfections sont en grande partie éliminées dans l'Omégatron à enveloppe métallique représenté sur la figure 19.

Ce tube est tout à fait semblable à celui décrit au paragraphe 4.1; seulement son enveloppe est en cuivre, ce qui élimine toutes les difficultés de blindage évoquées précédemment.

L'isolement de la sortie du collecteur d'ions a été particulièrement soigné; on remarquera sur le dessin de la figure 18 que le blindage intérieur H de la sonde est maintenant relié directement à la plaque P_1 qui est cependant toujours isolée de la masse générale.

La base de l'enveloppe métallique est un plateau en cuivre MN qui s'adapte directement sur le plateau supérieur M'N' de la vanne V; un joint torique assure l'étanchéité du raccord. Une cloche en monel mince V, servant d'isolateur thermique, rend possible l'étuvage de l'Omégatron.

Au sommet PQ de l'enveloppe en cuivre se trouve une ouverture O par laquelle l'Omégatron communique avec le récipient à contrôler. Comme il a été dit précédemment, ce dernier doit, en général, être pompé par un groupe de pompage annexe.

Les performances de ce tube (pouvoir séparateur, sensibilité) sont identiques à celles de l'Omégatron à enveloppe en verre. On devrait pouvoir les améliorer en réduisant les dimensions du tube, ce qui permettrait, toutes choses égales d'ailleurs, d'utiliser des champs magnétiques plus élevés, donc d'augmenter le pouvoir séparateur de l'Omégatron utilisé comme appareil d'analyse de mélanges gazeux.

7. CONCLUSION.

La théorie du fonctionnement du spectromètre de masse à résonance d'ions dont l'essentiel a été rappelé dans la première partie de cet article montre que pour des valeurs données des champs magnétique et électrique, le pouvoir séparateur de l'appareil est inversement proportionnel à la masse des ions formés; ceci signifie qu'on ne peut avoir une résolution élevée que pour les masses faibles, à moins d'utiliser des champs magnétiques très intenses.

En utilisant un aimant permanent de faible

encombrement il est difficile d'obtenir avec les dimensions imposées de l'entrefer, un champ magnétique supérieur à 2 500 Oe; par ailleurs, l'expérience montre que pour avoir une sensibilité acceptable, ce qui permet de l'utiliser pour la recherche des fuites avec l'hélium ou l'argon comme gaz témoin.

Avec un électroaimant pouvant donner un champ supérieur à 5 000 ou 6 000 Oe, le pouvoir de réso-

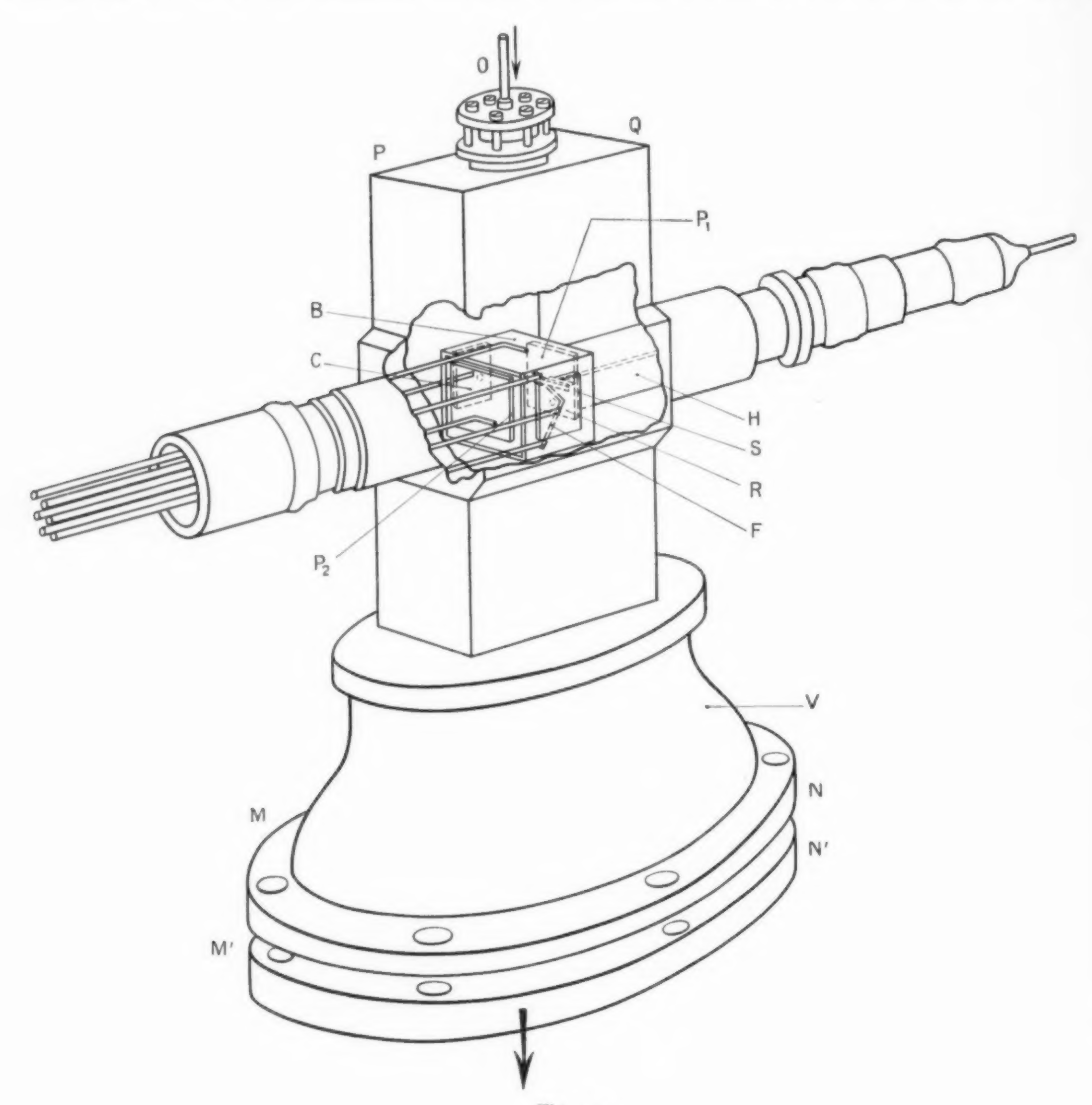


Fig. 19.

B, boite; F, filament; R, réflecteur d'électrons; C, collecteur d'électrons; H, blindage intérieur de la sonde; P_2, plaque 2; P_1, plaque 1; S, collecteur d'ions; V, cloche en Monel.

l'amplitude de la tension alternative appliquée ne doit pas être inférieure à 0,5 V. Avec ces valeurs, l'Omégatron a un pouvoir de résolution satisfaisant dans le domaine des masses faibles ($m \leq 50$ u. m. a.), lution devient acceptable dans un domaine de masse plus étendu ($m \leq 100$), d'où la possibilité d'utiliser l'Omégatron comme analyseur de mélanges de gaz légers.

La comparaison de la longueur de la trajectoire d'un ion résonnant — longueur qui varie comme l'inverse de la masse de cet ion — avec le libre parcours moyen des molécules neutres montre que la pression dans la chambre à ionisation doit être d'autant plus basse que les masses étudiées sont plus faibles. Par le calcul on trouve que cette pression ne doit guère dépasser quelques 10^{-5} mm Hg, ce que confirme l'expérience.

Comme la pression a également une influence importante sur la qualité des spectres de masse obtenus, on cherche à la maintenir constante en associant à l'Omégatron un groupe de pompage qui lui est propre et qui, dans le cas où le spectromètre est utilisé comme détecteur de fuites, n'est généralement pas prévu pour faire le vide dans les récipients testés.

Spécialement destiné à la recherche des fuites, la version simplifiée de l'Omégatron à enveloppe de verre qui a été décrite est un tube de petites dimensions, facile à étuver et qui possède une grande sensibilité, comparable à celle de la jauge Bayard-Alpert ($S = 10$ [mm Hg]$^{-1}$).

Avec ce spectromètre élémentaire on a pu détecter très rapidement des fuites inférieures à 10^{-4} mm^3.atm/h, soit 2.10^{-5} lusecs, sans qu'il soit nécessaire d'utiliser la méthode d'accumulation; des mesures sont en cours qui permettront de définir la limite de ses possibilités.

L'Omégatron peut être également utilisé pour l'examen, au moins qualitatif, des mélanges de gaz légers. Un certain nombre de spectres de masses a été présenté qui montrent que l'Omégatron est parfaitement adapté à l'analyse de composés gazeux contenant des constituants légers tels que H, He, O, O_2, CO, CO_2, N_2, ... En tant qu'analyseur, il pourrait avoir dans le domaine de l'électronique, de multiples applications, par exemple :

— l'examen de la nature du gaz résiduel dans les tubes à vide poussé;
— l'étude de la nature des évaporants d'une cathode à oxyde;
— l'étude de la porosité du verre et de la céramique;
— l'étude de l'absorption et de la désorption de gaz par le titane, etc.

Le spectromètre à résonance d'ions, même dans sa version simplifiée, semble donc devoir rendre de précieux services tant dans le domaine de la technologie des tubes électroniques que dans celui de la technique du vide.

BIBLIOGRAPHIE.

[1] H. Sommer, H. A. Thomas et J. A. Hipple, *The measurement of e/m by cyclotron resonance* (*Phys. Rev.*, t. 82, n° 5, 1951, p. 697).

[2] Guthrie, Wakerling, *Vacuum equipments and techniques*, p. 190-194.

[3] D. Alpert et R. S. Buritz, *Ultra high vacuum-limiting factors on the attainement of very low pressures* (*J. Appl. Physics*, t. 25, n° 2, February 1954).

[4] R. L. Bell, *The Omegatron as a leak detector* (*J. Sc. Instr.*, t. 33, n° 7, July 1956).

[5] R. G. Herb, R. H. Davis, A. S. Divatia et D. Saxon, *Evapor-ion pump* (*Phys. Rev.*, t. 89, 1953, p. 897).

[6] V. L. Stout et M. D. Gibbons, *Gettering of gaz by titanium* (*J. Appl. Physics*, t. 26, n° 12, December 1955).

Imp. GAUTHIER-VILLARS
55, Quai des Grands-Augustins, PARIS
150619

C. D. U. : 621.385.832

Transformateur d'image PPI-télévision type TI 440, par J. Fagot et R. Aste.

Ann. Radioélect., n° 49, juillet 1957, p. 183-189, 8 fig.

Les auteurs décrivent un appareil transformant une image de radar balayée en PPI en image de télévision. Après avoir indiqué ce qui distinguait les deux types de balayages et montré pourquoi la télévision est supérieure, le processus de fonctionnement du tube qui permet cette transformation a été rappelé. L'appareil complet a ensuite été décrit, ainsi que les diverses caractéristiques et performances.

Suivant la conclusion, l'aspect permanent et lumineux de l'image de télévision facilite considérablement l'exploitation. A ceci s'ajoute un gain de sensibilité possible et un effet de rémanence notable dont l'importance peut être dosée. Des essais, faits en particulier à Indianapolis (U. S. A.) par le Civil Aeronautics Administration, ont montré le grand intérêt de cet appareil.

C. D. U. : 621.396.9

Développements récents dans les circuits hyperfréquences des radars, par P. Tcheditch.

Ann. Radioélect., n° 49, juillet 1957, p. 190-209, 28 fig.

Après avoir cité les éléments hyperfréquences essentiels constituant un émetteur-récepteur de radar, l'auteur décrit particulièrement ceux qui, présentant un caractère d'originalité, ont été expérimentés puis adoptés pour les matériels récemment conçus au Département « Radar » de la Compagnie Générale de T. S. F.

La comparaison des divers matériels présentés montre l'évolution de la technique conduisant à des ensembles plus compacts, plus légers et de plus en plus simples à construire.

C. D. U. : 621.396.676

Utilisation d'un système analogique pour la stabilisation d'une antenne radar, par H. Poinsard.

Ann. Radioélect., n° 49, juillet 1957, p. 210-221, 10 fig.

Après quelques considérations générales sur le problème de la stabilisation d'une antenne aéroportée, l'auteur examine le procédé de la stabilisation en ligne de visée. Il rappelle ensuite les équations qu'il est nécessaire de résoudre pour obtenir un asservissement correct de l'angle d'élévation de l'antenne et une représentation utilisable des renseignements fournis par le radar. Un système analogique relativement simple, de faible encombrement, consommant peu de puissance, permet cette résolution. Après la description du principe de fonctionnement, une réalisation pratique est examinée.

C. D. U. : 621.396.65

Sur quelques perfectionnements aux circuits hyperfréquences pour faisceaux hertziens, par G. Broussaud.

Ann. Radioélect., n° 49, juillet 1957, p. 222-235, 21 fig.

Après avoir rappelé quelques-unes des considérations qui sont à la base des clauses techniques inscrites au cahier des charges, l'auteur décrit les principaux circuits hyperfréquences utilisés sur un faisceau hertzien, en insistant plus particulièrement sur les filtres de branchements.

U. D. C. : 621.396.9

Recent developments in radar hyperfrequency circuits, by P. Tcheditch.

Ann. Radioelectr., Nr. 49, July 1957, p. 190-209, 28 figures.

Having first enumerated the main hyperfrequency components in a radar transmitter-receiver, the author describes more particularly those components which, being of a novel type, have been tried experimentally and adopted for equipment recently devised in the « Radar » department of the Compagnie Générale de T. S. F.

The comparison of the various types of equipment presented shows the evolution of the technique leading to more compact and lighter assemblies, whose construction is continually being simplified.

U. D. C. : 621.396.65

On some improvements to hyperfrequency circuits for microwave links, by G. Broussaud.

Ann. Radioélect., Nr. 49, July 1957, p. 222-235, 21 figures.

After mentioning a few of the considerations at the basis of the technical clauses in the specification of requirements, the author describes the principal microwave circuits used in a radio link, laying more particular stress on the branching filters.

U. D. C. : 621.385.832

PPI-television picture transformer Type TI 440, by J. Fagot and R. Aste.

Ann. Radioélect., Nr. 49, July 1957, p. 183-189, 8 figures.

The authors describe a device transforming a PPI scanned radar picture into a television picture. After pointing out the difference between the two types of scanning, and showing the superiority of television, they recall the tube operating process which provides this transformation. The complete device as well as its various characteristics and performance are then described.

According to the conclusions, the television picture considerably facilitates radar exploitation, by its permanence and luminosity. In addition, it makes possible a sensibility gain and a notable remanence effect, which amount may be controlled. Tests, carried out, more particularly in Indianapolis (U. S. A.) by the Civil Aeronautics Administration, stressed the high interest of this device.

U. D. C. : 621.396.676

Use of an analogic system for the stabilisation of a radar aerial by H. Poinsard.

Ann. Radioélect., Nr. 49, July, p. 210-221, 10 figures.

After a few general considerations on the problem of the stabilisation of an airborne antenna, the author examines the process of line of sight stabilisation. He then sets out the equations which have to be solved in order to obtain correct control of the antenna's angle of elevation and useable representation of the radar data. A relatively simple analogue system, of small bulk and taking a small amount of power, enables this solution to be obtained. After setting out the principle of operation the author examines a practical design.

C. D. U. : 621.396.4

Dispositif d'aiguillage de voies téléphoniques adaptées aux stations relais MX 620, par E. Morvan.

Ann. Radioélect., n° 49, juillet 1957, p. 237-251, 21 fig.

La Société Française Radioélectrique a récemment mis au point des équipements annexes destinés à étendre les possibilités d'exploitation du multiplex à impulsions, type MX 620, à 12 ou 24 voies.

L'article ci-après est consacré à l'un d'entre eux : la démodulation partielle d'un groupe de 3 voies dans une station relais.

Après avoir examiné l'intérêt et le principe de fonctionnement, l'auteur décrit les caractères essentiels de cette réalisation qui se distingue par l'originalité de son circuit fondamental « le sélecteur de voies ».

Délaissant les lignes à retard et les cellules de déphasage, le nouveau système utilise l'échelonnement en escalier de l'amplitude des signaux à sélectionner.

C. D. U. : 537.534.72

L'omégatron et ses applications, par R. J. Warnecke Jr.

Ann. Radioélect., n° 49, juillet 1957, p. 258-281, 19 fig.

Après avoir rappelé le principe du spectromètre de masse à résonance d'ions et évoqué deux de ses principales applications, à savoir, l'analyse des mélanges gazeux et la détection des fuites, l'auteur donne la description d'une version simplifiée de l'Omégatron et des différents circuits qui lui sont associés.

Spécialement destiné à la détection des fuites, ce spectromètre permet la détection rapide des fuites inférieures à 10^{-4} mm^3 atm/h. Par la méthode « d'accumulation », il permet de déceler des fuites encore plus petites.

Le processus de la recherche des fuites par exploration des parois de l'enceinte à contrôler avec un jet de gaz témoin est décrit, et des résultats expérimentaux sont donnés.

L'Omégatron étudié permet également l'analyse qualitative des mélanges de gaz sous faible pression et quelques spectres de masse sont présentés.

Enfin, une forme industrielle de l'Omégatron, à enveloppe métallique est décrite.

C. D. U. : 621.385.16.029.6

Sur un type spécial de sortie de magnétron à fréquence variable, par B. Vallantin et T. Cagnac.

Ann. Radioélect., n° 49, juillet 1957, p. 252-257, 7 fig.

Les auteurs étudient un type spécial, comportant un iris, de sortie de magnétron à fréquence variable. La sortie est placée entre une ligne de mesures et une ligne à plans parallèles munie d'un court-circuit mobile. Une transition fournissant une discontinuité analogue à celle qui existe en fond de cavité du magnétron, raccorde la sortie et la ligne à plans parallèles. Les résultats ainsi obtenus sur la sortie isolée, sont corroborés par les mesures effectuées à froid et à chaud sur les tubes.

U. D. C. : 621.385.16.029.6

On a special type of tunable magnetron output, by B. Vallantin. and T. Cagnac.

Ann. Radioélect., Nr. 49, July, p. 252-257, 7 figures.

The authors describe a special type of output for a tunable magnetron, which includes an iris. The output is connected between a measuring line and a parallel planes line provided with a moveable short-circuit. A transition introducing a discontinuity similar to that which exists at the bottom of the magnetron cavity, connects the output to the parallel planes line.

The results obtained at the isolated output are confirmed by cold and hot measurements made on the tubes.

U. D. C. : 621.396.4

Branching off device for telephone channels adapted to relay stations Type MX 620, by E. Morvan.

Ann. Radioélect., Nr. 49, July 1957, p. 237-251, 21 figures.

The Société Française Radioélectrique has recently developed ancillary equipment for extending the operating facilities of the Type MX 620 12 or 24 channel pulse multiplex. The following article deals with one of these : the partial demodulation of a 3-channel group at a relay station.

After examining its special interest and its operating principle, the author describes the main features of the equipment which stands out by the novelty of its basic circuit " the channel selector ".

Departing from delay lines and phase-shifting networks, the new system utilises the gradation in steps of the amplitude of the signals to be selected.

U. D. C. : 537.534.72.

The omegatron and its applications, by R. J. Warnecke Jr.

Ann. Radioélect., Nr. 49, July 1957, p. 258-281, 19 figures.

After recalling the principles of the ion resonance mass spectrometer and mentioning two of its principal applications, i.e. the analysis of mixed gases and leak detection, the author gives a description of a simplified version of the Omegatron and of the various circuits associated with it.

Specially intended for leak detection, this spectrometer, ensures the rapid detection of leaks of less 10^{-4} mm^3 of atm/h. By the " Accumulation " method it can be used to detect even smaller leaks.

The procedure is described of the search for leaks by the exploration of the container to be examined using a reference jet of gas, and experimental results are given.

The Omegatron also permits of the qualitative analysis of mixed gases under a slight pressure and a few mass spectra are quoted.

An industrial form of the Omegatron in a metal enveloppe is described.

SOMMAIRE

Imp. GAUTHIER - VILLARS

55, Quai des Grands-Augustins, PARIS

150619

Dépôt légal, Imprimeur, 1957, n° 1183

Gérant : L. P. BOULANGER.

